

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE  
TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE UN MEDIDOR DE PERMITIVIDADES DE  
MATERIALES DIELECTRICOS

AUTOR: AGUSTÍN NIETO DOMÍNGUEZ  
TUTOR: ÓSCAR QUEVEDO TERUEL

LEGANÉS, JULIO DE 2010



Proyecto Fin de Carrera  
DISEÑO DE UN MEDIDOR DE PERMITIVIDADES DE MATERIALES DIELECTRICOS

Autor  
AGUSTÍN NIETO DOMÍNGUEZ

Tutor  
ÓSCAR QUEVEDO TERUEL

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 27 de julio de 2010, siendo evaluada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: DRA. EVA RAJO IGLESIAS

SECRETARIO: DRA. MATILDE SÁNCHEZ FERNÁNDEZ

VOCAL: JESSICA RIVERO ESPINOSA

y habiendo obtenido la siguiente CALIFICACIÓN:

LEGANÉS, A 27 DE JULIO DE 2010



*Nuestra mayor gloria no se basa en no haber fracasado nunca,  
sino en habernos levantado cada vez que caímos.*

Confucio

# Contenido

<b>AGRADECIMIENTOS.....</b>	<b>IX</b>
<b>PREFACIO.....</b>	<b>XII</b>
<b>TÉCNICAS EXISTENTES PARA LA MEDIDA DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS DE LOS MATERIALES .....</b>	<b>14</b>
<b>1.A.    INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>14</b>
<i>1.A.I.    Métodos de resonancia y transmisión.....</i>	<i>14</i>
<i>1.A.II.    Clasificación por la aproximación a la solución.....</i>	<i>15</i>
<b>1.B.    MÉTODOS DE MEDIDA BASADOS EN EFECTOS DE DIELECTRICO EN EL COMPORTAMIENTO ELECTROMAGNÉTICO.....</b>	<b>16</b>
<i>1.B.I.    Métodos de línea de transmisión - Tipo inserción .....</i>	<i>16</i>
<i>1.B.II.    Método de sonda basada en coaxial acabado en abierto – Tipo terminal.....</i>	<i>17</i>
<i>1.B.III.    Método de espacio libre .....</i>	<i>18</i>
<i>1.B.IV.    Métodos de resonancia .....</i>	<i>18</i>
<i>1.B.V.    Método del condensador de placas paralelas .....</i>	<i>19</i>
<b>1.C.    MÉTODOS DE MEDIDA BASADOS EN SOLUCIONES APROXIMADAS .....</b>	<b>20</b>
<b>1.C.I.    Analíticos.....</b>	<b>20</b>
<b>1.C.I.1.    Métodos de línea de transmisión .....</b>	<b>20</b>
<b>1.C.I.2.    Métodos de resonancia .....</b>	<b>26</b>
<b>1.C.I.3.    Métodos de espacio libre.....</b>	<b>28</b>
<b>1.C.II.    Computacionales.....</b>	<b>30</b>
<b>1.C.II.1.    Tipo hoja de datos (datasheet).....</b>	<b>30</b>
<b>1.C.II.2.    Tipo iterativo .....</b>	<b>33</b>
<b>1.C.II.3.    Tipo ‘solución de la ecuación’.....</b>	<b>36</b>
<b>1.D.    CONCLUSIÓN .....</b>	<b>38</b>
<i>1.D.I.    Factores que condicionan la elección del método electromagnético.....</i>	<i>38</i>
<i>1.D.II.    Factores que condicionan la elección de la aproximación.....</i>	<i>39</i>
<b>1.E.    RESUMEN DE LO EXPLICADO Y SIGUIENTES PASOS.....</b>	<b>40</b>
<b>ESTUDIO Y COMPARACIÓN DE DOS MÉTODOS DE MEDIDA DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS.....</b>	<b>41</b>
<b>2.A.    INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>41</b>
<b>2.B.    MÉTODO PARA EL CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD DE UNA MUESTRA DE DIELECTRICO CON FORMA DE DISCO .....</b>	<b>43</b>
<b>2.B.I.    Descripción del método.....</b>	<b>43</b>

2.B.II. <i>Resultados de las simulaciones</i> .....	50
2.C.    MÉTODO PARA EL CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD DE UNA MUESTRA DE DIELECTRICO CON FORMA ANULAR.....	53
2.D.    COMPARACIÓN ENTRE AMBOS MÉTODOS.....	58
<b>ESTUDIO, SIMULACIONES Y RESULTADOS DEL MÉTODO ELEGIDO.....</b>	<b>59</b>
3.A.    INTRODUCCIÓN .....	59
3.B.    PRIMEROS PASOS: CONSTRUYENDO LA NUEVA ESTRUCTURA RECTANGULAR. ....	60
3.C.    VARIACIONES REALIZADAS SOBRE LA ESTRUCTURA INICIAL. ....	65
3.D.    ESTRUCTURA DEFINITIVA: SIMULACIÓN Y RESULTADOS TEÓRICOS.....	71
3.E.    CONCLUSIONES .....	76
<b>RESULTADOS EXPERIMENTALES. ....</b>	<b>77</b>
4.A.    DISEÑOS IMPLEMENTADOS .....	77
4.B.    RESULTADOS DE LAS MEDIDAS .....	79
<b>CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO. ....</b>	<b>82</b>
5.A.    PRINCIPALES CONCLUSIONES .....	82
5.B.    LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO .....	84
<b>INTERFAZ GRÁFICO DE LA APLICACIÓN DE MATLAB PARA EL CÁLCULO DE LA CONSTANTE DIELECTRICA .....</b>	<b>85</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>88</b>





## AGRADECIMIENTOS

¡Por fin! Es lo único que se me pasa por la cabeza llegado este momento. Ha sido un camino largo (muy largo, según a quién le preguntes) y lleno de dificultades, buenos y malos ratos, pero ya está, aquí se acaba, al menos esta primera parte, quién sabe qué pasará en un futuro....

Durante todo este tiempo son muchas las personas que han estado a mi lado apoyándome, ayudándome, haciéndome las cosas más fáciles o simplemente sufriendome. Por tanto es justo que en este momento me acuerde de todas ellas y les haga formar parte de este documento que simboliza de alguna manera el fin de una etapa.

En primer lugar, quiero agradecer a mis hermanas que hayan estado cuidando de mí todo este tiempo, no estaría aquí si no fuera por ellas. Mi hermana Vito siempre ha sido la que más caña me ha dado, la que me ponía las pilas, la que ha adoptado más el papel de ‘madre’, pero todas sus broncas eran totalmente necesarias, hacían que me centrara y diera lo mejor de mí. Mi hermana Mari Carmen por el contrario siempre me apoyaba, se ponía de mi parte y era más ‘cómplice’, aunque también es cierto que llegó un momento en el que se le acabo la paciencia e hizo piña con Vito. Aún así, a ellas dos le debo ser como soy y llegar a dónde he llegado de momento. Nunca podré agradecerse lo suficientemente.

A mi padre tengo que agradecerle la paciencia que ha tenido todos estos años y el modo de apoyarme, a su manera eso sí. Sé que estudiar una carrera no era la cosa que más ilusión le hiciera, pero aún así lo aceptó y me lo permitió.

Si hay una persona que me ha defendido siempre a capa y espada, ese ha sido mi sobrino Miguel. Siempre sacaba la cara por mí cuando mis hermanas (su madre y su tía) me echaban la bronca o se ponían pesadas. Él sabe que le considero mi hermano pequeño más que mi sobrino, ya que hemos pasado mucho tiempo juntos desde que nació. Su padre, mi cuñado Miguel Ángel siempre se ha preocupado por mí y me ha dado ánimos. La bronca no me la ha echado, porque siempre le decimos en broma que no es de la familia, así que no tiene derecho....

No me puedo olvidar de mi hermano Miguel Ángel con el que siempre he estado en contacto, contándole cómo me iba, mis avances, mis retrocesos, mis dificultades. Además de eso, me ha dado las 2 sobrinas más guapas que alguien podría desear tener.

Gracias también al resto de familiares que se han preocupado de manera más o menos continuada por mis avances: mi tía Conce, mis primos y mis tíos y primos por parte de padre.

Además de todos ellos, me acuerdo de las personas que no están y no han podido verme acabar. Especialmente de mi tía Doro, a la que le hacía especial ilusión verme acabar, y me decía que me compraría el traje de mi graduación, no pudo ser... Verme supongo que me estará viendo, pero hubiera preferido que estuviera aquí. Me acuerdo de mi abuelo Cándido, que me quería con locura y hubiera disfrutado enormemente este momento. Y me acuerdo, bueno, mejor dicho, me acordaría, de mi madre si hubiera estado más tiempo conmigo, pero no pudo ser y apenas la recuerdo. Espero que si me está viendo desde algún sitio se sienta orgullosa al ver en lo que se ha convertido ese niño de 8 años que ella dejó.

Tengo que dar las gracias también a todos mis compañeros de la universidad con los que he compartido momentos inolvidables. Empezamos por ellos. Con Abel pasé el último año duro de la carrera pasando una media de 6-7 horas al día con él (si no más), la mayoría del tiempo haciendo el ganso, riéndonos de lo tontos que somos y apoyándonos mutuamente. También fue el año que cambiamos el chip y empezamos a aprobar como descosidos. Sin su apoyo la universidad hubiera sido un lugar mucho peor. A Álvaro y Santi les agradezco esas jornadas maratónicas de biblioteca que nos pegábamos, que visto con perspectiva, no eran nada productivas, pero lo pasábamos muy bien y, oye, las asignaturas las íbamos aprobando. Con Luis y con Paco me he reído mucho, pero mucho mucho, la carrera hubiera sido mucho más aburrida sin ellos. No tengo sitio para acordarme de todos, si escribiera todo lo que se me viene a la mente llenaría páginas y páginas, así que solo decir que muchas gracias a Muñoz, a Juárez, a Gordi, a Quique, a Julio, a Sergio, a Jorge... ya que con todos ellos he pasado buenos ratos y me han ayudado en algún momento.

Ahora ellas. Tengo que empezar obligatoriamente por Alexandra. Toda mi historia en la universidad cambió desde el día en el que se dio la vuelta en clase y me preguntó que si era de Fuenla. Lo que me hubiese perdido si ese día me llego a sentar 2 filas más atrás y no la hubiera conocido. Gracias por tu apoyo todos estos años, por estar siempre ahí y por hacer de la universidad un lugar mejor. La siguiente tiene que ser Diana, a la cual agradezco su apoyo y sus ánimos constantes. Hemos tenido mejores y peores momentos, pero la verdad es que siempre que estamos juntos parece que no ha pasado el tiempo y terminamos riéndonos de tonterías y dándonos ánimos el uno al otro. La universidad me tenía preparada una gran sorpresa en su recta final, que era darme la oportunidad de conocer a dos de mis mejores amigas, Cristina Fernández y Cristina Rodríguez. Son simplemente geniales, no me hubiese perdonado no conocerlas y no haber pasado los buenos momentos que hemos pasado juntos. Al resto (Laura, Tere, Carol, Laurita, Sara, Lucía, Paula...) simplemente agradecerles los ratos que hayamos pasado juntos.

Qué complicado es reducir todo el tiempo pasado en la universidad en solo unas líneas. Simplemente me gustaría volver a deciros ¡¡GRACIAS!! a todos por hacerme la vida en la universidad mucho más llevadera. Ha sido un enorme placer pasar tanto tiempo con vosotros. ¡Os quiero chicos!

Para terminar, muchas gracias a mi tutor Óscar por la orientación y el apoyo que me ha dado durante estos meses que ha durado el desarrollo del proyecto (incluso desde la distancia) y todas las facilidades que me ha puesto cuando se acercaba la presentación.

## PREFACIO

En el presente proyecto se va a detallar el diseño, simulación y construcción de un medidor de permitividades de materiales dieléctricos basado en el concepto de guías de ondas [1], [2].

Una buena caracterización de materiales dieléctricos es necesaria para el diseño de cualquier dispositivo de microondas. Habitualmente, dicha caracterización es realizada por el fabricante que proporciona los materiales y es aceptada como correcta durante el proceso de diseño. Sin embargo, para ciertas aplicaciones donde los materiales son fabricados ad hoc, se puede requerir de un medidor de constante dieléctrica para una adecuada validación de los resultados teóricos. Uno de los casos que ha requerido la atención de varios grupos de investigación a nivel internacional ha sido la caracterización y diseño de geles que emulen las propiedades dieléctricas de los tejidos humanos o animales [3], [4]. Dado que resulta caro o imposible tener dichos tejidos con las mismas propiedades que poseen cuando se encuentran vivos, durante el proceso de medida se hace necesario tener equivalentes basados en materiales cotidianos tales como azúcar, sal y agua. Por otro lado, las propiedades electromagnéticas de los tejidos animales/humanos varían con la frecuencia [5], [6], por lo que es necesario realizar un diseño particular para la frecuencia deseada, y es totalmente justificada la necesidad de poseer un medidor de constante dieléctrica (y conductividad, aunque queda fuera de este proyecto) para la creación de los geles y la correcta validación de los prototipos [7].

Actualmente, en el seno del Grupo de Radiofrecuencia de la Universidad Carlos III de Madrid, se están explotando las posibilidades de una antena miniaturizada implantable para aplicaciones biomédicas [7], [8], y para su validación es necesario el uso de geles que emulen las propiedades de los tejidos humanos. Esta antena debe ser capaz de trabajar en las bandas de frecuencias denominadas MICS (*Medical Implant Communications Service*), que va de 402 a 405 MHz, e ISM (*Industrial, Scientific and*

*Medical*), que comprende la banda de 2.4 a 2.48 GHz. La antena va implantada en el interior del cuerpo humano, en la capa de grasa que hay entre el músculo y la epidermis. Dado que la permitividad de la piel humana para 402 MHz y 2.4 GHz es de  $\epsilon_r = 46.7$  y  $\epsilon_r = 38$ , respectivamente [5], [6], el objetivo de los geles es aproximar estos valores de permitividad lo mejor posible (así como de la conductividad, que como ya se ha comentado, queda fuera del ámbito de este proyecto). Su fabricación se realiza mezclando agua desionizada, azúcar, sal y agarosa (espesante) en diferentes proporciones en función de los valores de permitividad y/o conductividad que se quieran obtener. Por lo tanto, el objetivo de este proyecto es el de proveer un medidor de permitividad que abarque las bandas anteriormente indicadas.

El documento está distribuido de la siguiente forma: en primer lugar, en el siguiente capítulo, se hará un recorrido por el estado del arte explicando los diferentes métodos que existen para la medida de las características electromagnéticas de materiales dieléctricos. En el capítulo segundo se expondrá el desarrollo teórico de dos métodos elegidos que serán comparados con el objeto de seleccionar uno de ellos para el desarrollo final. En el tercer capítulo se presentarán las simulaciones que se han llevado a cabo con el método elegido hasta obtener una estructura que proporcione unos resultados que se adecuen a los objetivos prefijados. En el cuarto capítulo se mostrarán los resultados obtenidos en el laboratorio con las estructuras elegidas para su fabricación en el capítulo anterior y su comparación con los resultados de las simulaciones. Para finalizar, el capítulo quinto recogerá las principales conclusiones del proyecto y las líneas futuras que han quedado abiertas. Por último, se ha añadido un anexo con una breve explicación del programa desarrollado en Matlab, así como diferentes capturas de pantalla que demuestran el funcionamiento del mismo.

# CAPÍTULO 1

## TÉCNICAS EXISTENTES PARA LA MEDIDA DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS DE LOS MATERIALES

En este primer capítulo se va a hacer una revisión de las principales técnicas de medida de las propiedades dieléctricas de los materiales que aparecen en la bibliografía.

### 1.A. Introducción

Las técnicas para la medida de las propiedades dieléctricas de los materiales se pueden dividir en dos grandes categorías:

- métodos de resonancia
- métodos de transmisión

La elección del método, o combinación de métodos, dependerá de múltiples factores, tales como la frecuencia, los parámetros dieléctricos, naturaleza y cantidad del material de test disponible, precisión requerida, ‘urgencia’ de la adquisición, ancho de banda, prueba destructiva o no destructiva, equipamiento disponible y si la información buscada es para investigación, desarrollo, pruebas o medidas rutinarias.

#### 1.A.I. Métodos de resonancia y transmisión

El método de resonancia es uno de los más precisos para determinar las propiedades dieléctricas de materiales a altas frecuencias y consiste en usar una cavidad resonante con un factor de calidad alto. Esta aproximación a menudo está basada en la técnica de

la perturbación de la cavidad. La desventaja de este método es que es de banda estrecha, de manera que cada medida es válida sólo para un rango estrecho de frecuencias. Además, es necesario diseñar un resonador para la banda de frecuencias dada. En estos métodos, la cavidad es rellena con el material que va a ser caracterizado y la permitividad se determina comparando la frecuencia de resonancia con la de la cavidad sin rellenar.

Los métodos de transmisión pueden ser métodos de transmisión/reflexión (T/R), de línea de transmisión (TL) o de parámetros S. Estas técnicas son menos precisas que los métodos de resonancia, sin embargo, son capaces de realizar medidas de banda ancha de los parámetros de los materiales dieléctricos. En los métodos T/R se usa una línea de transmisión (con forma de guía de onda, coaxial o cualquier otra estructura guiada). Hay dos categorías según la colocación de la muestra. En el primer grupo, la muestra se inserta en el interior de una guía de onda o coaxial y se miden los parámetros S. En el segundo tipo, la línea de transmisión ‘termina’ en la muestra y se miden las ‘características de reflexión’. La forma más común es la *sonda basada en línea coaxial acabada en circuito abierto*. Esta segunda forma de realizar la medida es menos destructiva e intrusiva que la primera.

Una clase especial de métodos de transmisión son los métodos de espacio libre. Como su nombre indica, la medida se lleva a cabo en espacio libre y normalmente se usa cuando el material examinado puede presentarse en forma de gran lámina (hoja, plancha). Al igual que en las técnicas T/R, se miden las características de transmisión y reflexión de la ‘línea abierta’. Debido al gran tamaño de la muestra involucrada, este tipo de métodos son no destructivos, que es una ventaja. Sin embargo, las medidas son menos precisas debido a la presencia de reflexiones y difracción no deseadas procedentes de los objetos que rodean el montaje, debido a su naturaleza abierta. Por este motivo, el uso de estructuras cerradas (guías de onda, cavidades) ofrece mejor precisión.

### **1.A.II. Clasificación por la aproximación a la solución**

Tradicionalmente las soluciones de los problemas electromagnéticos han sido la determinación del campo electromagnético y el comportamiento de las ondas para unas características dadas de los materiales. Esta forma de proceder se conoce como *problema directo*, y su solución típicamente es una cierta cantidad, es decir, el campo en función de los parámetros dieléctricos. Por el contrario, obtener los parámetros dieléctricos a partir de unos valores de campo conocidos (medidos) requiere la solución del *problema inverso*.

Otra clasificación puede ser en base al procedimiento tomado para resolver el problema inverso. De acuerdo a esto, las soluciones aproximadas del problema pueden ser mediante *aproximación analítica* (más antigua) o bien mediante *aproximación computacional* (que es la más usada hoy en día). Dentro de la aproximación computacional encontramos fundamentalmente tres tipos de métodos: *hoja de datos*, *métodos iterativos* y métodos del tipo *solución de la ecuación*, que se verán más adelante con más de detalle. Si se mezclan estos métodos con los que vimos en el apartado A, basados en cómo afecta el material dieléctrico a los campos electromagnéticos y a las ondas, se tiene una clasificación completa de la mayoría de métodos disponibles.

## 1.B. Métodos de medida basados en efectos de dieléctrico en el comportamiento electromagnético

Como ya se comentó anteriormente, los métodos de medida que están basados en la manera en que el material dieléctrico afecta a los campos electromagnéticos y a las ondas son los llamados *métodos de línea de transmisión*, *métodos de resonancia* y *métodos en espacio libre*. Aparte de estos tres, se puede mencionar otro método más llamado *método del condensador de placas paralelas* que no tiene características ni de los métodos de transmisión ni de los de resonancia y que se explicará a continuación de los tres primeros.

### 1.B.I. Métodos de línea de transmisión - Tipo inserción

Estos métodos requieren colocar el material a medir en el interior de una porción de una línea de transmisión cerrada, que puede ser una guía de onda rectangular o un coaxial tal y como muestra la figura 1 de forma esquemática. El trozo de guía de color gris se correspondería con la muestra del material a medir.

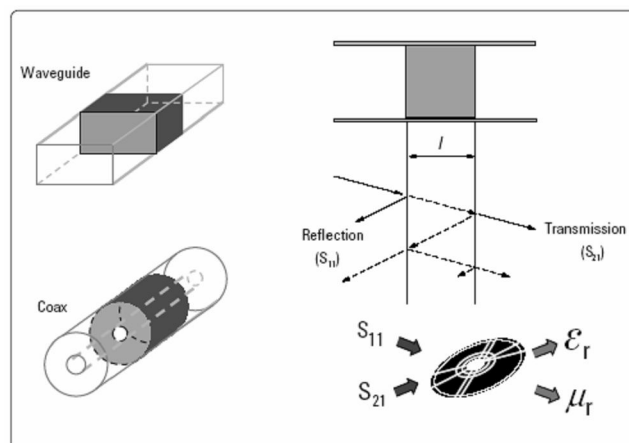


Figura 1: Métodos de línea de transmisión de tipo guía de onda y coaxial.

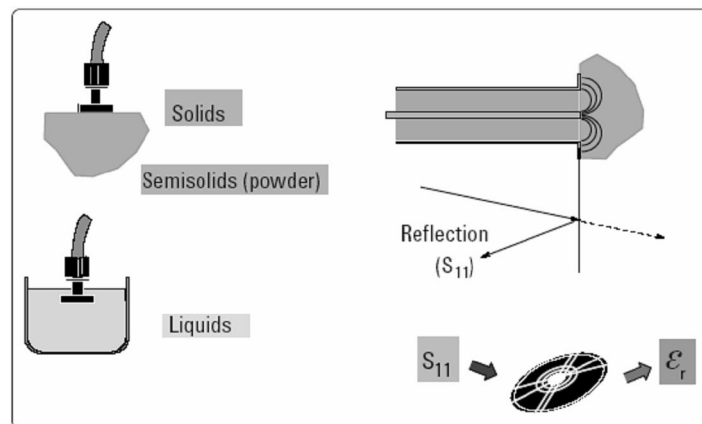


Las características del material se calculan midiendo la señal reflejada ( $S_{11}$ ) y/o la transmitida ( $S_{21}$ ), en función del método que se use. El sistema típico de medida se compone de un analizador vectorial de redes, el coaxial o sección de guía de onda donde se encuentra la muestra, un software para la conversión a  $\mu$  y  $\epsilon$  y un PC.

Las ventajas de este tipo de métodos son que pueden realizar medidas de banda ancha y que con ellos se pueden medir materiales magnéticos y anisotrópicos. Por el contrario, tienen como inconvenientes el requerimiento de que la muestra tenga una forma y tamaño específico, de manera que rellene por completo la sección de la línea, sin que queden gaps de aire y perfectamente perpendicular al eje de la misma, lo que provoca que además, sean métodos destructivos. Además, presentan resolución limitada para materiales de bajas pérdidas.

### 1.B.II. Método de sonda basada en coaxial acabado en abierto – Tipo terminal

La sonda basada en coaxial acabado en abierto se construye a partir de un corte de una línea de transmisión y es particularmente efectivo para materiales líquidos o en polvo. El material se mide sumergiendo la sonda en el líquido o bien poniéndola en contacto directo con el material sólido (o en polvo), tal y como se ve en la figura 2. La caracterización se realiza a través de la medida del  $S_{11}$ .



**Figura 2: Método de la sonda coaxial**

Las ventajas de este tipo de métodos es que son de banda ancha, simples y prácticos, no destructivos y la mejor opción cuando el material a caracterizar es líquido o semi-sólido. Tienen como inconvenientes una precisión limitada, la presencia de gaps de aire entre la sección de la sonda y la cara del material (en el caso de que éste sea sólido), que producen errores en la medida. Otros inconvenientes son que la muestra debe ser lo suficientemente gruesa para que parezca infinita para la sonda y que el método está limitado a materiales que sean homogéneos e isotrópicos. Cualquier muestra que no cumpla con alguna de las desventajas mencionadas, penalizará la precisión del método.

### 1.B.III. Método de espacio libre

Estos métodos se caracterizan por utilizar antenas para enfocar microondas hacia un trozo de material o a través del mismo, como se muestra en las dos configuraciones presentadas en la figura 3.

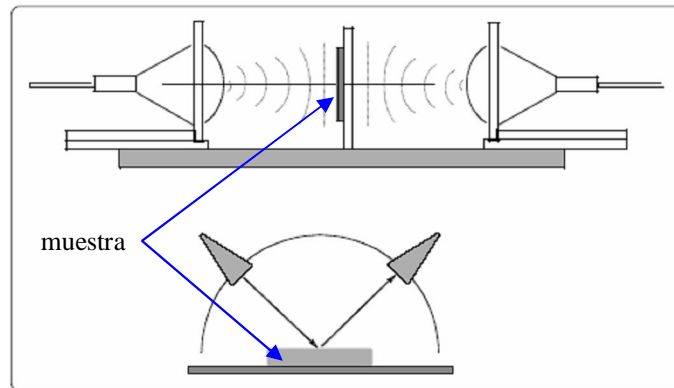


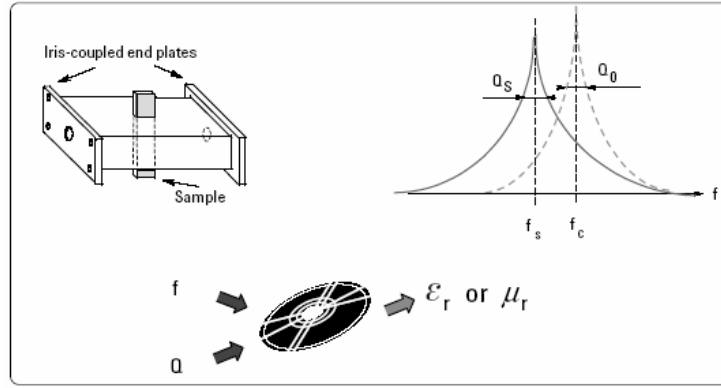
Figura 3: Posibles montajes para medidas en espacio abierto

Destacan por ser métodos de banda ancha, que no necesitan ningún montaje especial para la muestra y además son no destructivos. Al ser no intrusivos y sin necesidad de contacto, son idóneos para su uso en entornos hostiles, por ejemplo a altas temperaturas. Como características no deseadas, tienen una precisión limitada (debida a efectos de difracción en los bordes de la muestra y reflexiones y dispersiones no deseadas), son difíciles de calibrar y es complicado emitir una onda plana en un espacio limitado, como se requiere.

### 1.B.IV. Métodos de resonancia

Las cavidades resonantes son estructuras con un alto factor de calidad  $Q$ , que resuenan a ciertas frecuencias. Si se coloca dentro de la cavidad una pieza del material de muestra, éste afecta a la frecuencia central  $f$  y al factor de calidad  $Q$ . A partir de estos dos parámetros, se pueden calcular la permitividad y la permeabilidad del material para una sola frecuencia.

Existen muchos tipos diferentes de cavidades y métodos, siendo el más usado el llamado método de la perturbación de la cavidad (*cavity perturbation method*). Este método usa una guía de onda rectangular como la de la figura 4 acabada en sus extremos por dos placas a las que se les abre un pequeño agujero (*iris-coupled end plates*) operando en modo  $TE_{10n}$ .



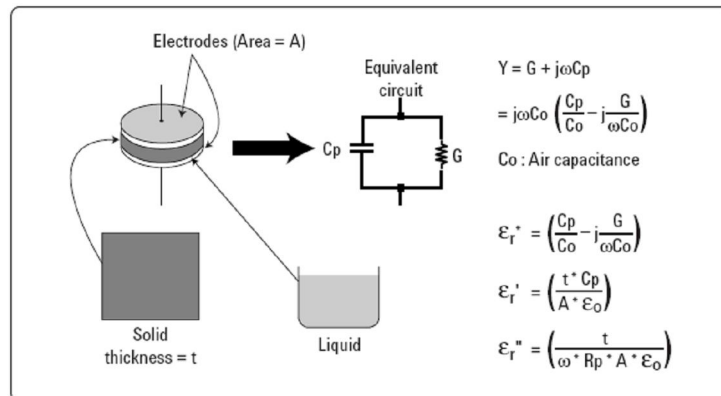
**Figura 4: Método de la cavidad resonante**

Para una medida dieléctrica, la muestra debe colocarse en un máximo de campo eléctrico y para una medida magnética, en un máximo de campo magnético. Si la muestra se inserta en el medio de la guía de onda, un número *impar* de medias longitudes de onda llevarán al campo eléctrico máximo al lugar dónde está colocada la muestra de manera que las propiedades dieléctricas de la muestra puedan medirse. Para la medida de las propiedades magnéticas, es igual, pero el número de semilongitudes de onda es *par* en este caso.

Las fortalezas de este método son su extremadamente alta precisión y que trata con materiales *low-loss*, de bajas pérdidas. Por el contrario, sus debilidades son que las medidas que se pueden realizar son de banda estrecha, que el tamaño de la muestra debe ser muy pequeño y que a menudo es un método destructivo, que requiere cortar y modelar las muestras a la hora de insertarlas.

### 1.B.V. Método del condensador de placas paralelas

Este método se emplea cuando se utiliza un instrumento de medida de impedancia para medir la permitividad. La figura 5 presenta un esquema del método.



**Figura 5: Método del condensador de placas paralelas y formulación.**

Este método, también conocido como *three-terminal method* implica colocar una fina lámina de material o líquido entre dos electrodos para formar un condensador, de manera que la capacidad medida pueda usarse para calcular la permitividad. El instrumento de medida de impedancia mide la capacidad  $C$  y la disipación  $D$  y un software calcula a partir de ellas la permitividad y la tangente de pérdidas.

Este método aparece implementado de dos maneras diferentes, en función de si hacen contacto con la muestra los dos electrodos o solamente uno de ellos, que son los llamados *contacting electrode method* y *non-contacting electrode method*.

## **1.C. Métodos de medida basados en soluciones aproximadas**

Se pueden clasificar en dos grupos en función de la aproximación usada para resolver el problema inverso: métodos analíticos o métodos computacionales.

### **1.C.I. Analíticos**

Dentro de esta categoría se pueden encontrar métodos tanto de transmisión como de resonancia. En la literatura aparecen ejemplos de ambos tipos de métodos en los que se ha desarrollado una formulación empírica para relacionar los parámetros dieléctricos con cantidades electromagnéticas medibles.

#### **1.C.I.1. Métodos de línea de transmisión**

Se puede hablar de dos clases de métodos de línea de transmisión, los llamados *closed (bound) region*, que comprenden aquellas técnicas en las que se usan guías de onda, coaxiales y líneas microstrip principalmente y los llamados *open (unbound) region* en los que las medidas son realizadas en espacio abierto. En este apartado se tratan sólo los métodos del primer tipo, mientras que los de *espacio libre* se tratarán en el apartado 1.C.I.3.

Como ya se ha comentado anteriormente, hay 2 grupos para clasificar los métodos de línea de transmisión en función de la colocación de la muestra, que son los llamados *insertion type* si la muestra entera se coloca en el interior de la guía o los llamados *terminal type* si la muestra está colocada a continuación del extremo abierto de una línea de transmisión.

### 1.C.I.1.a. Insertion type

Estos métodos también pueden dividirse a su vez en dos grupos atendiendo a si la muestra rellena la sección de la línea de transmisión en su totalidad o no. En el primer caso, dado que la muestra tiene la forma de la sección de una línea de transmisión (típicamente una guía de onda), esto permite un análisis clásico que lleva a formas cerradas de las fórmulas para la permitividad dieléctrica y/o la permeabilidad. La formulación tiende a ser más complicada cuando la muestra rellena la sección de la línea de transmisión de forma no homogénea.

#### 1.C.I.1.a.i. Métodos en los que la muestra rellena completamente la sección

- *Método de Weir*

Probablemente el método de tipo TL más significativo para medidas de permitividad es la técnica tradicional de Nicolson-Ross-Weir.

Weir [9] describe un método en el que se usa un analizador de redes para medir los parámetros de una red formada por una sección de línea de transmisión que contiene la muestra de material a caracterizar.

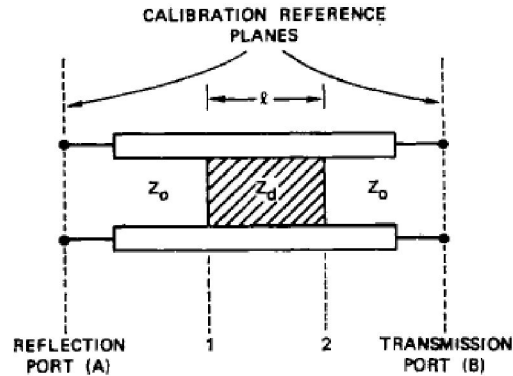
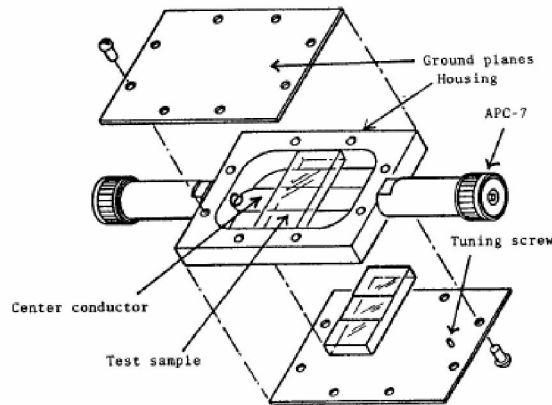


Figura 6: Línea de transmisión que contiene la muestra y planos de referencia.

Los parámetros de reflexión y de transmisión,  $S_{11}$  y  $S_{21}$  se miden en los puertos A y B (tal y como vienen definidos en la figura 6) y se corrigen por posibles errores del sistema incluidos en los datos de calibración. Estos parámetros medidos se normalizan a  $Z_0$  y son trasladados en fase hasta los planos 1 y 2 (figura 6), que son los planos interfaz entre el aire y la muestra. A partir de estos parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , se pueden obtener la permitividad y la permeabilidad.

- *Línea stripline con láminas de material de test*

Barry [10] realiza un estudio similar con un montaje basado en una línea de tipo stripline, dentro de la cual se pueden insertar bloques del material a medir (un diagrama del montaje se muestra en la figura 7). Sobre la línea stripline cargada se usa un analizador de redes para realizar medidas de los parámetros S a varias frecuencias.



**Figura 7: Diagrama del montaje de la línea stripline junto con la muestra de test.**

Esta técnica ha demostrado ser precisa en la caracterización de ferritas cerámicas en la banda de frecuencias de 0.5 a 5.5 GHz.

Al igual que ocurriría con Weir, esta aproximación propuesta por Barry permite calcular la permeabilidad directamente a partir de los parámetros S medidos.

Una restricción del método es que la longitud de la muestra debe ser inferior a  $\lambda_m/2$  (que es la longitud de onda dentro del material) para evitar resonancias que invalidarían las medidas de  $S_{11}$  y  $S_{21}$ . Otro inconveniente es que la muestra debe tener forma de plancha, por lo que debe ser cortada y modelada para que encaje perfectamente en la estructura. Como se puede comprobar en este estudio [11], un mal contacto entre el dieléctrico de test y la línea stripline puede suponer más de un 40% de error en la medida para materiales con una permitividad relativamente alta.

La mayor fortaleza de este método es su rapidez y que no necesita unos cálculos complicados para obtener los resultados.

- *Método de la línea múltiple*

El trabajo realizado en [12] ofrece un nuevo método, llamado *método de la línea múltiple* (*multi-line method*), para medir la permitividad compleja usando medidas de la constante de propagación. A diferencia de los métodos previos, la calibración del

analizador de redes es innecesaria ya que no se requieren parámetros S calibrados para obtener los resultados.

En este método, dos guías de onda de diferentes longitudes se rellenan *completamente* de dieléctrico. Las guías de onda deben tener la misma sección pero longitudes distintas. La constante de propagación compleja se determina a partir de los parámetros S sin calibrar para ambas guías de onda. Como las dos guías están rellenas completamente con el mismo material, a partir de la constante de propagación de cada una se puede determinar la permitividad compleja.

La ventaja de este método es que no es necesario realizar una calibración de las medidas de los parámetros S. La desventaja obvia de esta aproximación es que la muestra tiene que ocupar no sólo la sección de la guía, sino llenarla completamente. Este requerimiento es impracticable a menudo.

#### 1.C.I.1.a.ii. Métodos en los que la muestra rellena parcialmente la sección

- *Muestra cilíndrica incrustada en la guía de onda*

En [11] se presenta una técnica original para obtener una fórmula empírica para la permitividad dieléctrica.

El método consiste en determinar los parámetros S de una discontinuidad que contiene al material. El montaje en este caso es un ‘poste’ de permitividad conocida a priori incrustado en una guía de onda rectangular o una línea microstrip tal y como se muestra en la figura 8.

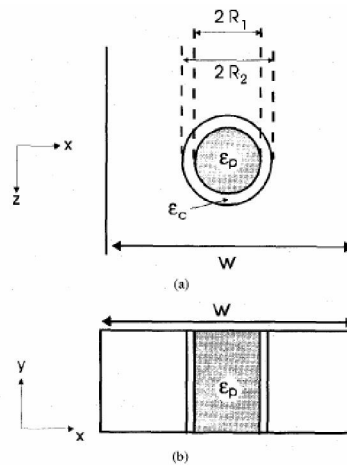
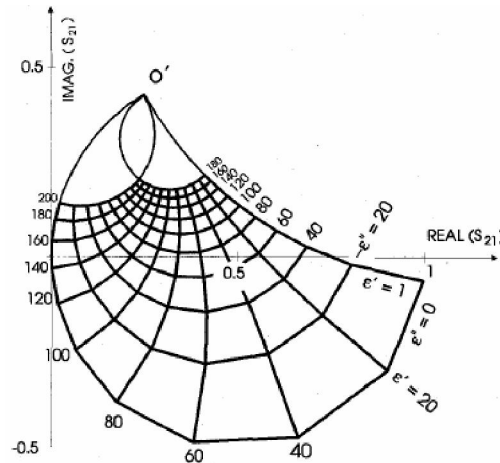


Figura 8: Esquema de la colocación de la muestra cilíndrica en el interior de la guía.

Calculando los parámetros  $S$  repetidas veces para muchos materiales con permitividades conocidas y resolviendo el problema directo, se obtienen una serie de diagramas que relacionan los parámetros  $S$  con la permitividad (como por ejemplo se muestra en figura 9)..



**Figura 9: Diagrama que muestra la variación de la permitividad compleja frente a los parámetros  $S$ .**

A partir de estos diagramas, se deduce una expresión analítica y empírica para determinar el valor de una permitividad dieléctrica desconocida a partir de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , resolviendo así el problema inverso.

La ventaja de este método es que la fórmula empírica que se obtiene es fácil de usar.

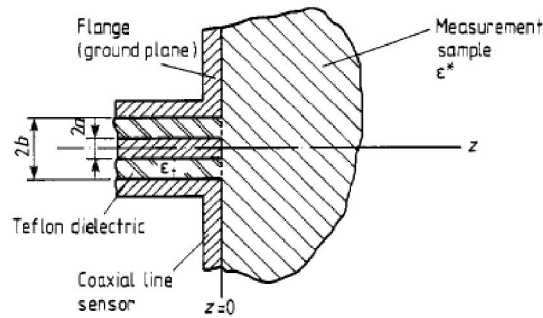
#### **1.C.I.1.b. Terminal type**

Este tipo de métodos de línea de transmisión suelen ofrecer medidas de tipo no destructivas y no intrusivas. El sistema más común es el que utiliza un coaxial 'abierto' que se utiliza como sonda colocándolo enfrenteado con el material o sumergido en él, en función de su naturaleza.

##### **1.C.I.1.b.i. Modelado circuital equivalente de los campos radiados por una apertura coaxial.**

En [13] se presenta el uso de una línea coaxial acabada en abierto para realizar medidas no intrusivas de la permitividad compleja de materiales con pérdidas para frecuencias de radiofrecuencia (RF) y onda media (MW). Esta medida se realiza a partir de la determinación del coeficiente de reflexión en el plano de la discontinuidad entre el sensor y el material. En la figura 10 se muestra la configuración de la línea coaxial.

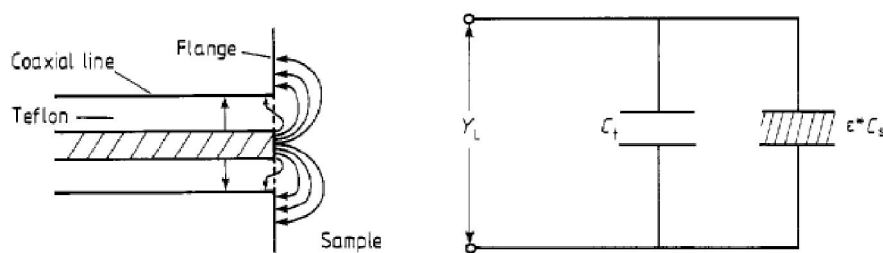




**Figura 10: Configuración de medida de la línea coaxial acabada en abierto.**

La permitividad compleja se extrae del coeficiente de reflexión medido con un analizador de redes y modelando los campos de desbordamiento (*fringing fields*) en la discontinuidad como una admitancia equivalente ([14]). Los parámetros del circuito equivalente del sensor se utilizarán para calcular la permitividad compleja de la muestra de material desconocido. Estos parámetros se deducen a partir de medidas con materiales dieléctricos de características conocidas. En una primera aproximación, los campos ‘radiados’ por el coaxial se puede asumir que se comportan como una capacidad linealmente proporcional a la permitividad relativa de la muestra e independiente de la frecuencia y las pérdidas del material. En [13], sin embargo, se realiza un análisis más completo, ya que tiene en cuenta la presencia de modos de orden más alto en la discontinuidad y también la propagación de la radiación. Esto sugiere que la primera aproximación puede conducir a errores significativos que son función de la permitividad compleja y que, por tanto, son difíciles de cuantificar para materiales desconocidos.

Volviendo al método en sí, la permitividad relativa se calcula a partir de fórmulas cerradas que se obtienen, como ya se ha mencionado, del modelado circuital de la discontinuidad presente en la terminación de la línea. Esta discontinuidad, en ausencia de material de muestra, se modela como puramente capacitiva y compuesta de campos radiados al interior del propio sensor y hacia la muestra. Con estos dos efectos la discontinuidad se modela como una admitancia con capacidades originadas por ambos campos radiados, como muestra la figura 11.



**Figura 11: Campos radiados por la guía coaxial (izda.) y modelado circuital equivalente (dcha.).**

Estas dos capacidades, junto con el coeficiente de reflexión, se usan para obtener la permitividad del material. Realizando varias medidas con materiales de permitividad conocida, se podrán determinar los valores de ambas capacidades, para luego poder usarlas como constantes de calibración de las ecuaciones.

### 1.C.I.2. Métodos de resonancia

#### 1.C.I.2.a. Resonador de guía de onda

En este método se usa un resonador construido con una guía de onda de longitud variable y con un valor alto de su factor de calidad (Q) [15]. Se construye una sección de guía de onda que se cierra por un extremo con un cortocircuito fijo y por el otro extremo con un cortocircuito de posición variable, como muestra la figura 12. Además, se puede insertar transversalmente en la guía una lámina de grosor uniforme de dieléctrico de bajas pérdidas.

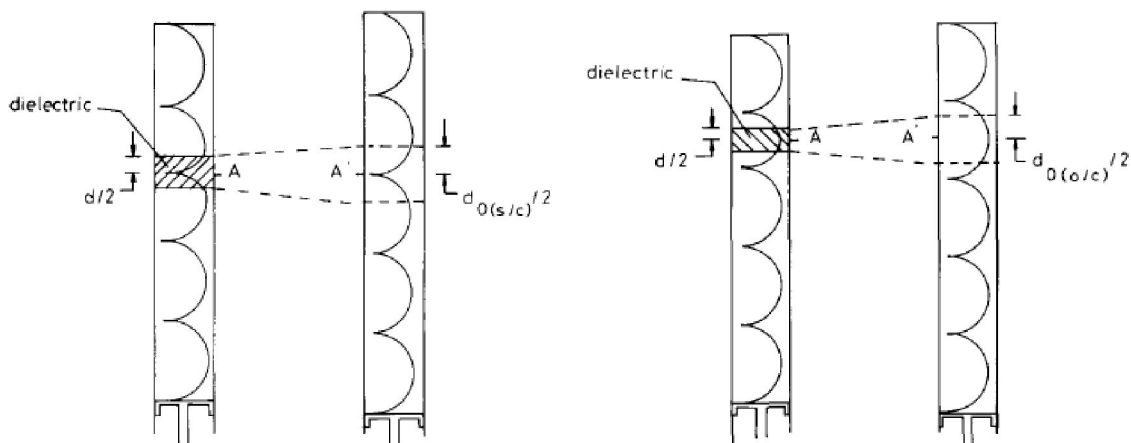


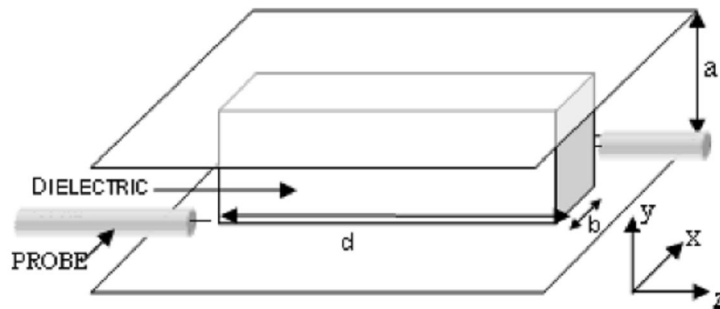
Figura 12: Impedancia de entrada cortocircuitada (izda.) y en circuito abierto (dcha.)

El procedimiento para determinar la permitividad del material de muestra es el siguiente: con la cavidad en resonancia, se inserta la lámina con el material, provocando que se pierda la resonancia. A partir del cambio que haya que realizar en la frecuencia o en la posición del cortocircuito variable para recuperar la resonancia, se puede determinar la permitividad del material de la lámina. Si se tiene en cuenta además, el factor de calidad Q, se puede obtener también la tangente de pérdidas del dieléctrico.

#### 1.C.I.2.b. Guía de onda dieléctrica no radiante

En [16] se describe una técnica para la caracterización de un dieléctrico basada en una guía de onda resonante y no radiante para realizar medidas de permitividades para frecuencias de microondas y ondas milimétricas.

La figura 13 muestra el sistema de medida, que se modela como un resonador compuesto por una lámina de dieléctrico que se coloca entre dos placas conductoras.



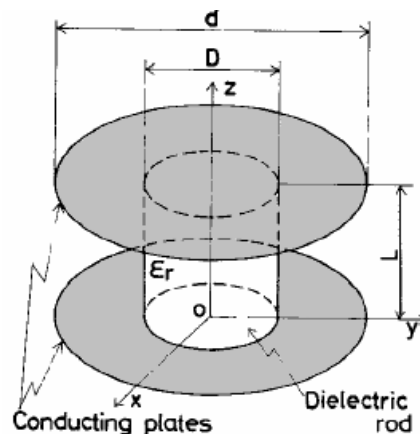
**Figura 13:** Guía de onda dieléctrica no radiante, compuesta por un bloque de dieléctrico colocado entre dos placas conductoras.

La permitividad del dieléctrico se puede determinar a partir de las frecuencias de resonancia de los modos LSE (*Longitudinal Section Electric*) de la guía, mientras que la tangente de pérdidas se obtiene del factor de calidad  $Q$  de la cavidad sin cargar.

Esta técnica es precisa para la medida de las propiedades dieléctricas de una gran gama de polímeros y óxidos. El material a caracterizar debe ser cortado y modelado para que encaje correctamente en la cavidad.

#### 1.C.I.2.c. Método del cilindro o poste dieléctrico resonante

Una técnica muy similar a la aproximación anterior se propone en [17]. Este método puede caracterizar materiales de bajas pérdidas usando un resonador dieléctrico con forma de 'barra' cortocircuitado por ambos extremos con dos planos conductores paralelos.



**Figura 14:** Esquema de un resonador dieléctrico cortocircuitado en sus extremos por dos placas paralelas conductoras.

Con este método se pueden obtener medidas muy precisas para la parte real de la permitividad en el caso de materiales de alta permitividad y bajas pérdidas. Sin embargo, la precisión en la medida de la tangente de pérdidas para materiales de altas pérdidas se ve comprometida por la incertidumbre en el conocimiento del valor real de la resistencia superficial de las placas conductoras.

### 1.C.I.3. Métodos de espacio libre

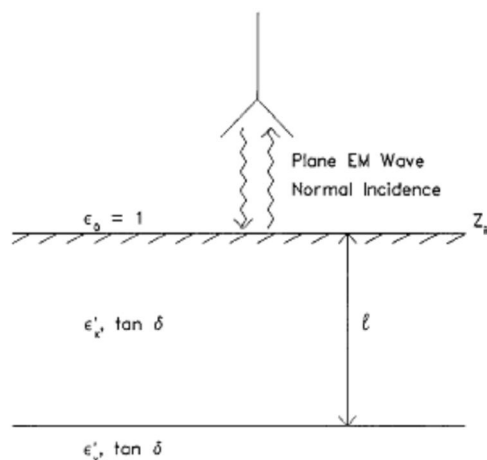
El escenario en el que es más ventajoso usar este tipo de métodos es cuando el dieléctrico a estudiar es de gran tamaño, generalmente en forma de planchas o láminas.

El dieléctrico se ilumina con una onda plana y se mide su respuesta EM, a partir de la cual se pueden obtener las propiedades dieléctricas del material. Este tipo de técnicas se pueden dividir en dos grupos:

- *Muestras de tamaño semi-infinito*, en las que la muestra se comporta como un ‘medio espacio’, es decir, del material hacia arriba hay espacio libre, que es donde se coloca la antena. Y la antena, enfocada hacia el material, solo ‘ve’ el material, como si no hubiera nada más.
- *Muestras de tamaño finito*, en las que la muestra es una plancha de gran tamaño colocada en espacio abierto.

#### 1.C.I.3.a. Medio espacio dieléctrico semi-infinito de doble capa

El método presentado en [18] pertenece a la categoría de la reflectometría. Se utiliza para calcular las permitividades y las tangentes de pérdidas de materiales dieléctricos con pérdidas colocados uno encima de otro formando una estructura de capas.



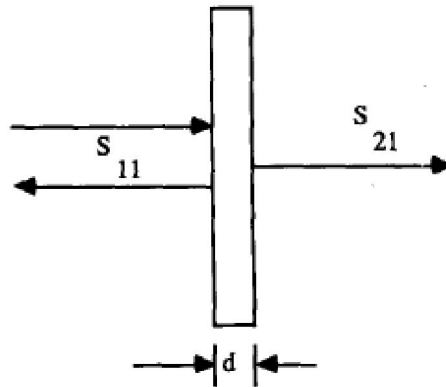
**Figura 15:** Esquema de capas de material para realizar las medidas de los coeficientes de reflexión.

La colocación de las capas es la mostrada en la figura 15: la capa superior tiene una permitividad relativa real  $\epsilon_x'$  y grosor  $l$ . La capa inferior tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_y'$  y un grosor suficiente como para poder considerarla infinitamente gruesa. Ambas capas tienen la misma tangente de pérdidas,  $\tan \delta$ . El espacio por encima de ambas, que las separa de la antena, es espacio libre con  $\epsilon_0 = 1$  y  $\tan \delta = 0$ .

La superficie dieléctrica se ilumina con una onda EM plana con incidencia normal. Usando la instrumentación adecuada, se mide la respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión complejo.

#### 1.C.I.3.b. Lámina finita usando antenas enfocadas para suprimir los efectos de difracción

En [19] se utiliza un sistema de medida que opera en la banda de frecuencias de 8.2 a 40 GHz para la medida de los coeficientes de reflexión y de transmisión en espacio abierto,  $S_{11}$  y  $S_{21}$ . Para realizar la medida, se ilumina con incidencia normal una plancha del material dieléctrico a caracterizar con un frente de ondas planas linealmente polarizadas. La figura 16 muestra un esquema del montaje de medida.



**Figura 16:** Representación esquemática de la plancha de muestra de grosor  $d$  iluminada con incidencia normal por una onda plana.

A partir de la medida de estos coeficientes, se pueden determinar tanto la permitividad como la permeabilidad complejas.

El sistema de medida se muestra en la figura 17 y consiste en dos antenas de tipo *horn lens*, una funcionando como transmisora y otra como receptora, un analizador de redes y *mode transitions*.

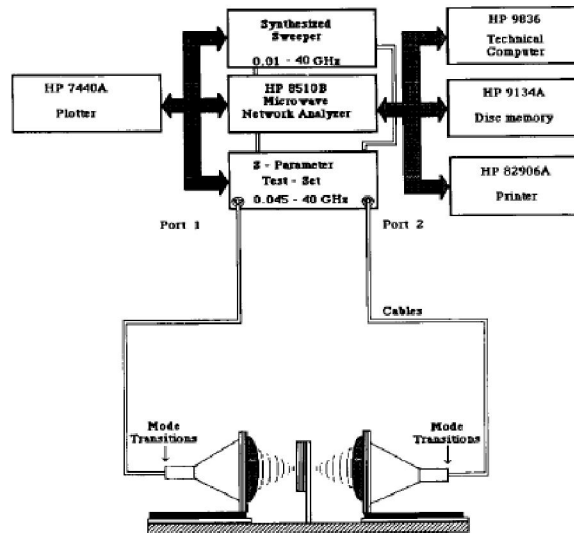


Figura 17: Esquemático del sistema de medida.

La principal fuente de errores en la medida proviene de los efectos de difracción en los bordes de la muestra. Estos errores se minimizan usando como transmisora y receptora antenas con lentes que enfoquen el haz (*spot-focusing lens antennas*). Otros errores son provocados por las múltiples reflexiones que se producen entre las antenas y los *mode-transitions*.

Este método se caracteriza por ser rápido y capaz de realizar medidas de banda ancha para materiales de altas pérdidas.

## 1.C.II. Computacionales

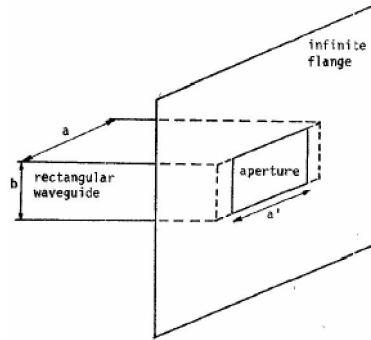
Como ya se ha mencionado en esta introducción, los métodos de tipo computacional se pueden clasificar en métodos de tipo hoja de datos, iterativos y solución de la ecuación (*solution-of-equation*, que puede considerarse como un híbrido entre los métodos computacionales y los analíticos)

### 1.C.II.1. Tipo hoja de datos (datasheet)

La generación de estas hojas de datos es un proceso ineficiente y altamente tedioso. Su uso no es muy popular actualmente, y en la literatura reciente no aparecen demasiados artículos relacionados con ello. A pesar de todo, para demostrar la idea básica de este método, se presentan dos trabajos. Ambos están basados en métodos de transmisión, más concretamente métodos del tipo terminal. El primero de ellos utiliza una guía de onda abierta por uno de sus extremos por el que está enfrentada a una plancha del dieléctrico de muestra, mientras que el segundo usa una sonda coaxial colocada sobre un conjunto de materiales con estructura multicapa, donde se coloca el dieléctrico a caracterizar.

### 1.C.II.1.a. Sensor de guía de onda acabada en abierto colocado sobre una lámina dieléctrica infinita de grosor finito

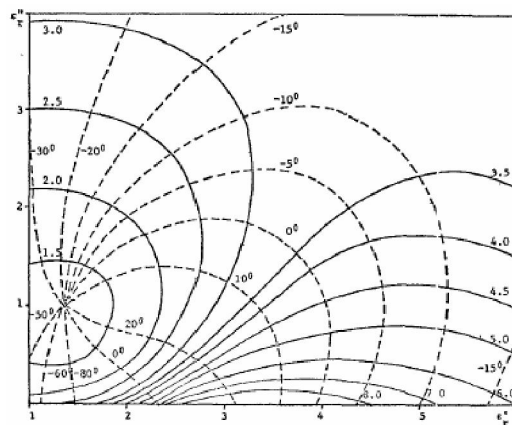
El sistema de medida presentado en [20] consiste en una guía de onda abierta por uno de sus extremos y terminada por una plancha metálica de gran tamaño como se muestra en la figura 18.



**Figura 18:** Guía de onda rectangular acabada en abierto para la medida de la admitancia de entrada.

Esta placa se pone en contacto con una plancha del material que se quiere medir, a la que se añade por la otra cara un plano conductor. La apertura de la placa puede tener el mismo tamaño que la sección de la guía o bien una apertura más pequeña, pero siempre centrada respecto al eje transversal de la guía.

La discontinuidad que ve la guía de onda se puede modelar como una admitancia equivalente colocada en la apertura y que es función de la permitividad compleja de la muestra, de su grosor y del área de la apertura. El valor teórico de esta admitancia se puede calcular numéricamente usando un juego de ecuaciones que constituyen la solución del problema directo. Si se repite este procedimiento y se calcula la admitancia para diferentes valores de permitividad del material de muestra (habiendo fijado un tamaño de guía de onda y una frecuencia) se genera una hoja de datos en forma de gráfica o de tabla. En la figura 19 puede verse un ejemplo de una de estas gráficas generadas.



**Figura 19:** Gráfico que relaciona la VSWR (ROE) con la permitividad.

Sin embargo, generar estas tablas es algo muy tedioso, especialmente cuando se quiere trabajar con diferentes guías de onda, longitudes de la cavidad y frecuencias de operación.

#### 1.C.II.1.b. Sensor coaxial acabado en abierto colocado sobre una estructura multicapa semi-infinita

El trabajo realizado en [21] sugiere otra técnica que usa un sensor coaxial acabado en abierto (*open-ended coaxial sensor*) para realizar medidas dieléctricas de planchas de material de grosor finito.

Las medidas se realizan sobre una estructura multicapa contra la que se coloca la sonda coaxial. La muestra se modela con un grosor finito y en el análisis se tienen en cuenta las múltiples reflexiones entre las discontinuidades, aumentando así el realismo del modelo que simula el montaje de medida físico.

La estructura multicapa es como la que se muestra en la figura 20.

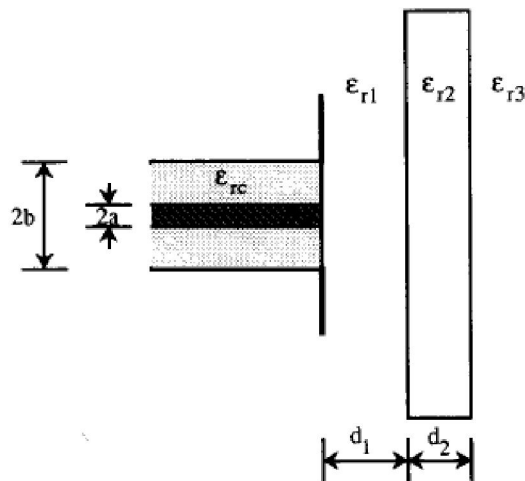


Figura 20: Vista lateral del montaje de medida y de la estructura de capas.

La primera de las capas se suele modelar como aire, ya que es complicado lograr un contacto perfecto, sin gaps de aire entre la sonda y la plancha de material. Estos gaps pueden afectar a la sensibilidad de la medida, por tanto, se modela esa primera capa como aire que separa la sonda de la muestra. La siguiente capa, por detrás de la muestra, se suele considerar semi-infinita y típicamente, espacio libre.

En base al modelo se plantean ecuaciones y la permitividad dieléctrica del material se obtiene a partir de los coeficientes de reflexión medidos. Realizando estas medidas y estos cálculos para diferentes valores de permitividad de la muestra, se presentan los resultados en forma de gráficas. Estas gráficas típicamente representan la variación del



coeficiente de pérdidas de retorno,  $RL$ , y de la fase del coeficiente de reflexión frente a la tangente de pérdidas para diferentes valores de  $\epsilon_r$  y para un escenario en concreto (figura 21).

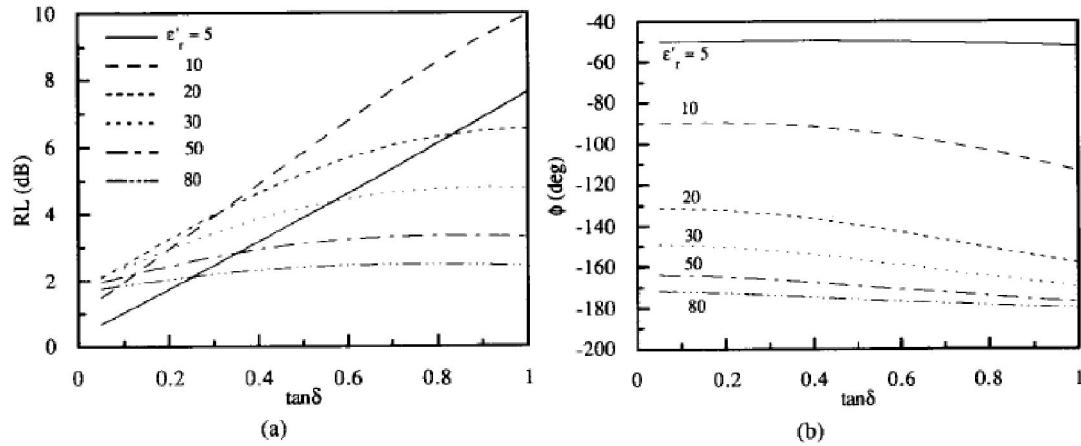


Figura 21: Gráficas para la variación del coeficiente de pérdidas (izda.) y la fase del coeficiente de reflexión (dcha.) con la tangente de pérdidas.

### 1.C.II.2. Tipo iterativo

Como aproximaciones de tipo iterativo se proponen los *Algoritmos Genéticos* y el *Método de Newton-Raphson*.

#### 1.C.II.2.a. Algoritmos genéticos

Los Algoritmos Genéticos son métodos adaptativos que pueden usarse para resolver problemas de búsqueda y optimización. Están basados en el proceso genético de los organismos vivos. Darwin postuló los principios de la selección natural y de la supervivencia del más fuerte para explicar cómo las poblaciones evolucionan en la naturaleza a lo largo de las generaciones. Los algoritmos genéticos imitan este proceso y son capaces de ir creando soluciones para problemas del mundo real. En cada iteración del método esas soluciones van evolucionando hacia valores óptimos, más cercanos a la solución real si el problema está bien codificado desde el principio.

El uso de algoritmos genéticos para optimizar las soluciones de los problemas electromagnéticos se ha convertido en un procedimiento altamente popular en estos tiempos. Utilizando estos métodos, se resuelve el problema directo varias veces con diferentes propiedades dieléctricas de los materiales usados para obtener los parámetros electromagnéticos (parámetros S, coeficientes de reflexión, etc.), de manera que cada solución obtenida esté más cercana a la óptima, que es la que esté más cerca de los valores reales medidos.

En el trabajo presentado en [22] aparece un ejemplo del uso del algoritmo genético para realizar medidas de la permitividad. Se coloca una muestra del material a caracterizar con forma de barra o de placa en una guía de onda rectangular para a continuación realizar aproximaciones y llegar a una ecuación integral que puede resolverse usando el método de los momentos. En la solución a la que se llega, el coeficiente de reflexión es función de la permitividad del material. Es en este momento cuando se usan los algoritmos genéticos para encontrar el valor de la permitividad cuyo coeficiente de reflexión calculado mejor se aproxime al coeficiente de reflexión real (medido).

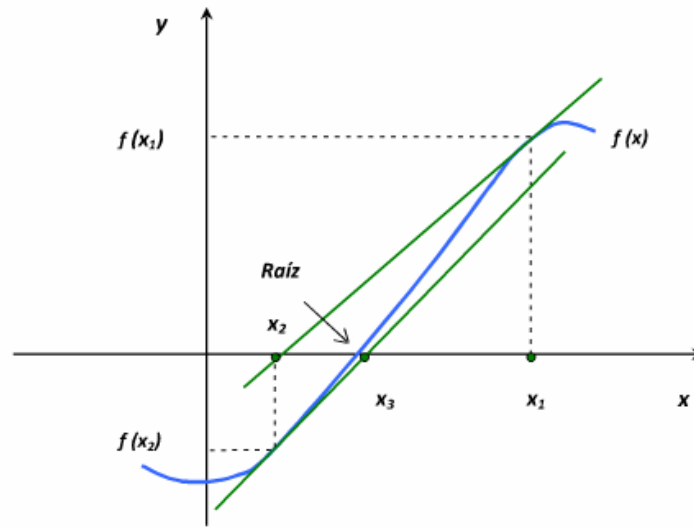
En [23] se presenta otra técnica de línea de transmisión (además, inversa e iterativa) para determinar las permitividades complejas de materiales sin una forma predefinida colocados en el interior de una guía de onda. En este caso la permitividad compleja se deduce mediante un proceso que resuelve el problema inverso y que está basado en un uso combinado de algoritmos genéticos y métodos de descenso del gradiente para realizar la optimización. De este modo, se comparan los parámetros  $S$  calculados mediante simulación con los medidos por medio de una función de error, que se minimiza combinando los algoritmos genéticos y los de descenso del gradiente, aprovechando así las ventajas de ambas técnicas.

### **1.C.II.2.b. Método de Newton-Raphson**

La obtención de parámetros electromagnéticos teóricos para varias permitividades dieléctricas mediante la resolución de los correspondientes problemas directos, lleva asociada cierta cantidad de error (diferencia entre estos parámetros teóricos y los medidos) que es una función numérica, aunque no explícita, de los parámetros dieléctricos. Si se llama a esta función  $e(\varepsilon, \mu)$ , se puede pensar en tratar de obtener aquellos parámetros  $\mu$  y  $\varepsilon$  que hagan que el error sea nulo, es decir, obtener las raíces de la ecuación  $e(\varepsilon, \mu) = 0$  que nos lleven a obtener el par de valores  $(\varepsilon, \mu)$  del material a estudio. El problema es que no tenemos una expresión explícita que relacione directamente estos parámetros dieléctricos con el error por lo que no pueden usarse los métodos típicos para obtener las raíces de la ecuación. En su lugar, se puede utilizar una aproximación numérica iterativa que es el método de Newton-Raphson.

El funcionamiento básico del método de Newton-Raphson, en su interpretación geométrica, es el siguiente: se considera una función  $f(x)$  de la que se quiere calcular su raíz. Se considera un punto  $x_1$  cercano a la raíz y se traza la recta tangente a la curva en el punto  $f(x_1)$  para obtener el punto  $x_2$ , que es el punto de corte de la recta tangente con el eje. Este punto  $x_2$  ya es mucho más cercano a la raíz de la función. A partir de

aquí, en cada iteración se siguen los mismos pasos, es decir, a continuación se traza la recta tangente a la curva en el punto  $f(x_2)$ , y se obtiene  $x_3$ . Gráficamente:



**Figura 22: Representación de la interpretación geométrica del método de Newton-Raphson.** Con cada iteración se va aproximando más el valor de la raíz de la función. El punto  $x_2$  se obtiene a partir de la ecuación de la recta tangente en  $x_1$ :

$$f(x_2) - f(x_1) = m(x_2 - x_1)$$

Se sabe que el punto que estamos buscando está sobre el eje x, por tanto  $f(x_2) = 0$ . Despejando entonces  $x_2$ , se obtiene:

$$x_2 = x_1 - \frac{f(x_1)}{m}$$

Como la pendiente de la curva en un punto puede aproximarse por la derivada de la función en ese punto, se puede escribir:

$$x_2 = x_1 - \frac{f(x_1)}{f'(x_1)}$$

Para obtener  $x_3$  se sigue el mismo desarrollo y se llega a:

$$x_3 = x_2 - \frac{f(x_2)}{f'(x_2)}$$

Por tanto, la ecuación general del método de Newton-Raphson es:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)}$$

En el trabajo presentado en [24] utilizan este procedimiento para obtener la permitividad compleja de materiales dieléctricos con muestras de diferentes formas y tamaños. La técnica de medida utilizada pertenece a los métodos de resonancia. En este trabajo se comparan el cambio en la frecuencia de resonancia y en el factor de calidad (debidos a la introducción de la muestra dentro de la cavidad) calculados vía software con los medidos y se usa el método de Newton-Raphson para estimar la permitividad compleja de la muestra a partir de la función de error.

Otro ejemplo de uso de este método para estimar la permitividad aparece en [25]. El método escogido pertenece a la categoría de métodos de transmisión utilizando una guía de onda. La muestra del material dieléctrico a caracterizar se carga en una guía de onda rectangular que está cortocircuitada y se usa un analizador de redes para medir el coeficiente de reflexión. Por otro lado, se calcula el coeficiente de reflexión exacto para esta configuración usando el método de elementos finitos (*finite-element method*) y expresándolo como una función de la permitividad. Los dos valores obtenidos para el coeficiente de reflexión, el medido y el calculado se usan para obtener la permitividad usando el método de Newton-Raphson.

### **1.C.II.3. Tipo ‘solución de la ecuación’**

En ocasiones, los análisis teóricos de este tipo de estructuras o de circuitos equivalentes dan lugar a ecuaciones que se pueden clasificar de dos formas: ecuaciones características analíticas explícitas o ecuaciones de autovalores. Los parámetros dieléctricos de las muestras de test se obtienen a partir de las raíces o los autovalores de las ecuaciones correspondientes. A continuación se explican métodos que aplican estas soluciones.

#### **1.C.II.3.a. Ecuación de autovalores**

En el estudio llevado a cabo en [26], se determina la permitividad de un material de forma y tamaño arbitrario colocado en el interior de una cavidad rectangular usando el método de los elementos finitos y apoyándose en la medida de frecuencias de resonancia. Esta técnica de tipo resonante, implica además la resolución de una ecuación de autovalores usando para ello las frecuencias de resonancia medidas para una muestra de permitividad conocida. Los autovalores que se obtienen como solución

de la ecuación corresponden con los parámetros dieléctricos a determinar del material bajo estudio.

### 1.C.II.3.b. Raíces de ecuaciones características

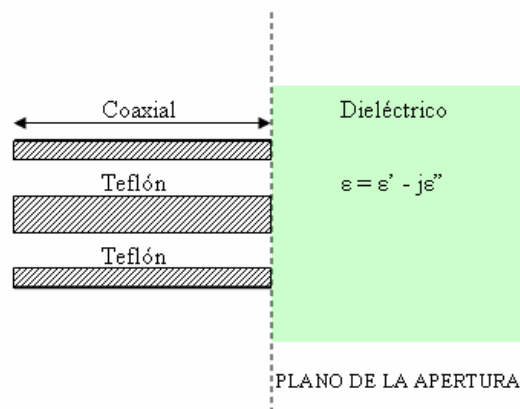
#### 1.C.II.3.b.i. Método de resonancia

Un ejemplo ilustrativo de este método puede ser el elaborado en [27] para caracterizar materiales eléctricos y magnéticos a frecuencias de microondas. En este estudio, la estructura utilizada es una sección de longitud finita de una guía de onda dieléctrica cilíndrica que es cortocircuitada en sus extremos colocando una placa conductora en cada uno de ellos, formando así una estructura resonante.

A partir de esta estructura, se formula la ecuación característica correspondiente al montaje. Usando para su resolución las funciones de Bessel de primer y segundo orden y suponiendo que la estructura se excita con un modo  $TE_{011}$ , se pueden utilizar las raíces de la ecuación y la frecuencia de resonancia del modo medida para obtener tanto la permitividad como la tangente de pérdidas del material.

#### 1.C.II.3.b.ii. Método de transmisión

En [28], se propone un modelado para la admitancia de la apertura de una línea coaxial de  $50\Omega$  rellena con Teflón colocada en contacto con un dieléctrico homogéneo (de tamaño suficiente como para ser considerado semi-infinito), que es el material del cual se quiere determinar la permitividad. Se muestra una vista lateral de este esquema en la figura 23.



**Figura 23: Vista lateral del coaxial acabado en abierto colocado en contacto con el dieléctrico a caracterizar.**

Una vez se tiene el montaje, se plantea la ecuación para la admitancia de la apertura, que es una función de la permitividad del dieléctrico, de la frecuencia, de conductor interno del coaxial y de otros coeficientes relacionados con el modelado y que están listados en tablas. Se realizan medidas de la frecuencia y de la admitancia (esta última midiendo el coeficiente de reflexión) y sustituyendo los valores en la ecuación mencionada, se convierte en un polinomio que depende de  $\sqrt{\epsilon_r}$ , cuya única solución con sentido físico nos dará la permitividad del material.

## **1.D. Conclusión**

Antes de adoptar uno de los métodos de medida explicados, hay que tener en cuenta múltiples factores como pueden ser los parámetros dieléctricos que se quieren medir (permitividad, permeabilidad o ambas), el tamaño y la forma de la muestra, el nivel de precisión que se requiere, la rapidez con la que sea necesario obtener los resultados, la banda de frecuencias de interés, si el método puede o no ser destructivo y, por supuesto, los recursos disponibles. La elección al final se basará en un compromiso entre los factores necesarios y se escogerá el método que mejor se adapte. Estos factores nos llevarán a elegir uno de los métodos basados en la modificación del comportamiento en función de la muestra de test (vistos en el apartado B de este documento y que podían ser de resonancia, de transmisión o de espacio libre), o una de las aproximaciones (analíticas o computacionales, vistas en el apartado C). La precisión, el ancho de banda y el tamaño de la muestra determinan cuál de los primeros métodos se adoptaría, mientras que la velocidad, la forma de la muestra, las repeticiones necesarias de medidas, los recursos computacionales y la habilidad servirán para decidir cuál de las aproximaciones usar. El hecho de que el método sea destructivo o no, afecta a ambos grupos de métodos.

### **1.D.I. Factores que condicionan la elección del método electromagnético**

Comenzando por la precisión requerida, los métodos de resonancia son los que ofrecen los niveles más altos de precisión en las cantidades obtenidas, seguidos por los métodos de línea de transmisión y por último los de espacio libre. Estos últimos, de hecho, no son adecuados para realizar medidas que requieran una alta precisión.

Si lo que se requiere que la medida se pueda realizar en una amplia banda de frecuencias, los métodos más adecuados son los de línea de transmisión, ya que son de banda más ancha que los de resonancia.

Los métodos de resonancia son más adecuados para muestras del material muy pequeñas en términos de longitud de onda. Para muestras más grandes, del tamaño de varias longitudes de onda, son más adecuados los métodos de línea de transmisión. Finalmente, cuando el material se presenta en grandes planchas o láminas, es preferible usar métodos de espacio libre.

El último aspecto a tener en cuenta es si la técnica es o no destructiva. Los métodos de espacio libre, así como los de tipo terminal (sonda), no suelen ser ni destructivos ni intrusivos. Por el contrario, los métodos de línea de transmisión y de resonancia requieren que el material se corte y se le dé la forma adecuada para que encaje bien dentro de la estructura, bien sea una guía de onda o una cavidad.

En resumen, la Tabla 1 muestra una comparativa entre las técnicas estudiadas.

TÉCNICA	MEDIDA	CARACTERÍSTICAS
Sonda coaxial	$\epsilon_r$	De banda ancha, práctica, no destructiva. Óptimo para materiales con pérdidas, líquidos o semi-sólidos
Línea de transmisión	$\epsilon_r$ y $\mu_r$	De banda ancha. Para sólidos moldeables.
Espacio libre	$\epsilon_r$ y $\mu_r$	Sin contacto. Óptimo para altas temperaturas y muestras grandes y planas.
Cavidad resonante	$\epsilon_r$ y $\mu_r$	Preciso. Óptimo para muestras pequeñas.
Condensador de placas paralelas.	$\epsilon_r$	Preciso. Óptimo para bajas frecuencias y muestras finas y planas

**Tabla 1: Resumen comparativo de las técnicas de medida.**

### 1.D.II. Factores que condicionan la elección de la aproximación

La rapidez del método es uno de los factores más importantes a la hora de decidirse por uno u otro. Por tanto, es importante conocer las velocidades que tienen los métodos a la hora de obtener los datos. Con diferencia, las técnicas analíticas, con las que se obtienen fórmulas cerradas para la permitividad y/o la permeabilidad son las más rápidas. Las aproximaciones iterativas, por muy bien que estén optimizadas, son más lentas que las de tipo solución de la ecuación. Por último, obviamente, los métodos que implican la generación de tablas de datos son las más costosas en tiempo.

Un criterio obvio a la hora de decidir qué aproximación usar es la disponibilidad de recursos computacionales. Cuando se puede contar con ordenadores potentes, los

métodos computacionales son la opción más favorable. Pero hay que tener en cuenta un factor más, que son las habilidades y conocimientos del ingeniero que vaya a realizar las medidas, que se pueden agrupar en tres tipos: conocimientos analíticos, numéricos y de simulación.

### **1.E. Resumen de lo explicado y siguientes pasos**

Como resumen, con esta introducción se perseguía describir y clasificar las técnicas más representativas para la caracterización de los materiales dieléctricos. En los siguientes capítulos del presente proyecto nos centraremos en el desarrollo de un método de medida para unos materiales específicos en unas bandas de operación específicas. Para ello, se estudiarán a fondo dos métodos de medida de tipo línea de transmisión, para compararlos y finalmente decidir cuál es el más apto para nuestros requisitos. Con el método elegido, el resto del documento mostrará todo el proceso de ensayos y simulaciones que se ha seguido, utilizando diferentes tamaños de la estructura involucrada, así como diferentes materiales para llegar a conseguir un prototipo que nos permita conseguir los objetivos marcados. Finalmente, se presentarán medidas realizadas en el laboratorio de dicho prototipo con las que se estudiarán las diferencias con las simulaciones.



## CAPÍTULO 2

### ESTUDIO Y COMPARACIÓN DE DOS MÉTODOS DE MEDIDA DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS

Tras el repaso que se ha hecho en el capítulo anterior sobre las diversas técnicas disponibles para la caracterización de los materiales dieléctricos, en este segundo capítulo se van a estudiar más a fondo las prestaciones de dos de ellos, con la idea de elegir el que mejores resultados dé para su fabricación.

#### 2.A. Introducción

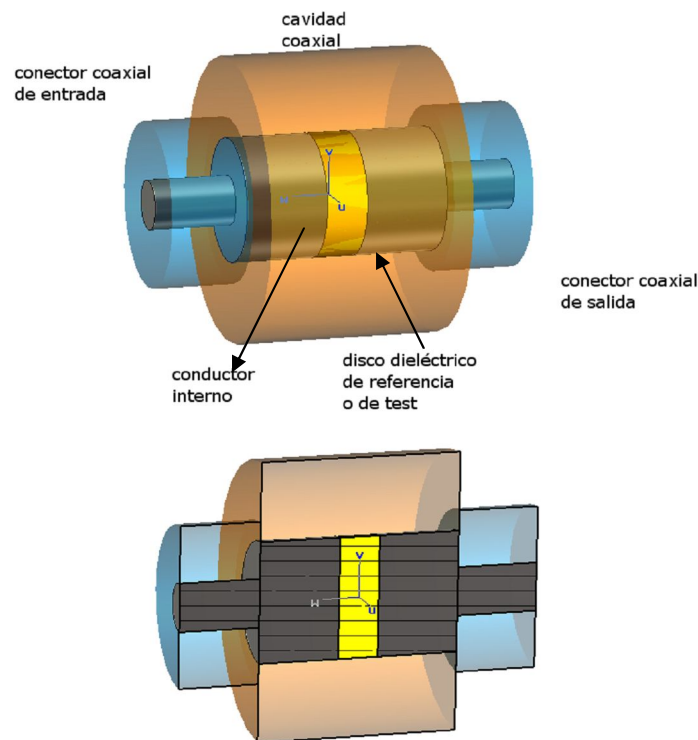
Los materiales dieléctricos son ampliamente usados en componentes de microondas y ondas milimétricas. El conocimiento preciso de la permitividad y permeabilidad de estos materiales a ciertas frecuencias de operación es necesario para el diseño adecuado de dispositivos activos y pasivos empleados en comunicaciones, microelectrónica o radar.

Como se ha presentado en el capítulo anterior, las técnicas para las medidas a alta frecuencia de las propiedades dieléctricas pueden dividirse básicamente en dos amplias categorías: métodos de resonancia y métodos de transmisión. En este capítulo abordaremos dos técnicas incluidas en la segunda categoría, que consisten en analizar las ondas reflejadas o transmitidas a través de la muestra de test incluida en una guía de onda.

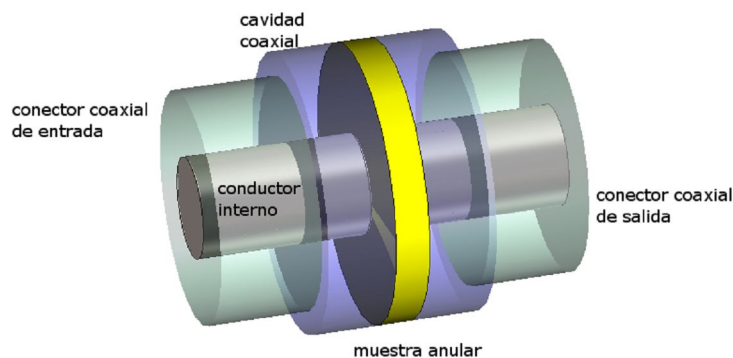
Dentro de los métodos de transmisión, nuestro estudio se centrará en los de tipo *inserción*, que consisten en colocar la muestra dentro de una porción de una línea de

transmisión cerrada. Esta línea suele ser una sección de una guía de onda rectangular o de un coaxial. La permitividad se calcula a través de la medida de los parámetros S obtenidos.

Se estudiarán dos técnicas asociadas a dos geometrías diferentes de la muestra. Trabajando siempre con cavidades coaxiales, la muestra en cuestión podrá ser un disco o un anillo. Para la muestra con forma de disco, se utilizará el montaje de la figura 24, mientras que para la muestra con forma anular, el montaje empleado será el de la figura 25.



**Figura 24: Montaje para la muestra con forma de disco (figura superior) y corte transversal (figura inferior).**



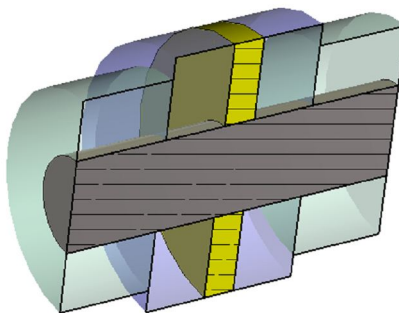


Figura 25: Montaje para muestras anulares (figura superior) y corte transversal (figura inferior).

## 2.B. Método para el cálculo de la permitividad de una muestra de dieléctrico con forma de disco

En este método el montaje está compuesto de una cavidad coaxial terminada en ambos extremos por dos conectores SMA que se conectan a un analizador de redes. La técnica implica la medida de tres casos:

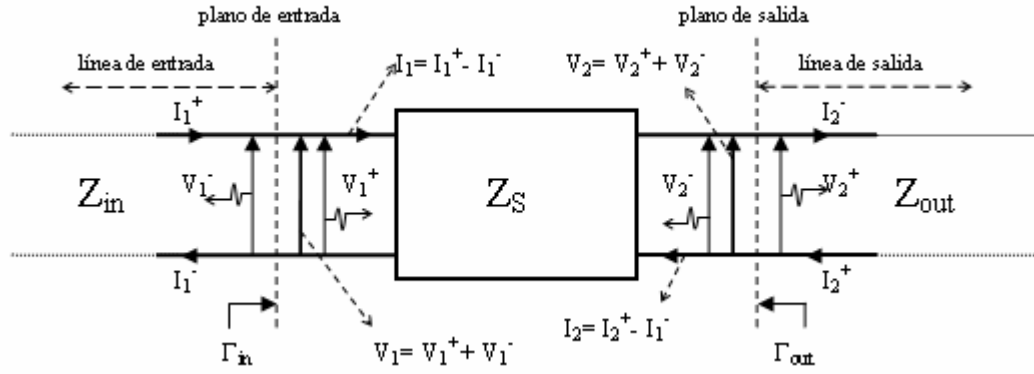
- Sin muestra
- Muestra de referencia (material conocido)
- Muestra de test (desconocido)

Para la configuración sin muestra, el conductor interno de la cavidad coaxial la atraviesa sin discontinuidad alguna de extremo a extremo. En los otros dos casos, la muestra de dieléctrico es insertada entre dos secciones del conductor interno de la cavidad (figura 24), creándose un ‘condensador’ en el centro de la cavidad.

Procesando los parámetros  $S$  medidos en ambos puertos SMA para los tres casos arriba mencionados, la permitividad de la muestra de test puede ser calculada siguiendo los pasos que se detallan en el siguiente punto.

### 2.B.I. Descripción del método

Se considera una impedancia  $Z_s$  conectada en serie a dos líneas de transmisión con impedancias características  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  como muestra la figura 26.



**Figura 26: Impedancia conectada en serie con dos líneas de transmisión.**

Si la línea de salida está adaptada, no hay onda reflejada, entonces, mirando desde el plano de entrada, el coeficiente de reflexión de entrada es:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_s + Z_{out} - Z_{in}}{Z_s + Z_{out} + Z_{in}} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (1)$$

Por estar la línea de salida adaptada, se cumple que:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} \quad (2)$$

De la misma forma, si la línea de entrada está adaptada, mirando desde la derecha, el coeficiente de reflexión de salida es:

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_s + Z_{in} - Z_{out}}{Z_s + Z_{in} + Z_{out}} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} \quad (3)$$

Para determinar  $S_{21}$ , se considera de nuevo la línea de salida adaptada. Siendo así, el voltaje total en la línea de entrada es:

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + S_{11}) \quad (4)$$

La corriente total a lo largo de la línea de entrada es:

$$I_1 = I_1^+ - I_1^- = \frac{V_1^+ - V_1^-}{Z_{in}} = Y_{in} V_1^+(1 - S_{11}) \quad (5)$$

Aplicando la ley de las corrientes, la corriente total que entra en  $Z_s$  es igual a la corriente total que sale, es decir:

$$I_1 = -I_2 = -(I_2^+ - I_2^-) = Y_{in} V_1^+(1 - S_{11}) \quad (6)$$

Como la línea de salida está adaptada,  $I_2^+$  es nula, entonces:

$$I_2^- = Y_{in} V_1^+ (1 - S_{11}) \quad (7)$$

Sustituyendo  $I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_{out}}$ , se tiene:

$$\begin{aligned} Y_{out} V_2^- &= Y_{in} V_1^+ (1 - S_{11}) \\ \Rightarrow S_{21} &= \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Y_{in}}{Y_{out}} (1 - S_{11}) = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} (1 - S_{11}) \quad (8) \end{aligned}$$

Usando (1) en (8), se obtiene la expresión para  $S_{21}$ :

$$S_{21} = \frac{2Z_{out}}{Z_s + Z_{in} + Z_{out}} \quad (9)$$

Haciendo el mismo desarrollo pero mirando desde la línea de salida, se obtiene una expresión similar para  $S_{12}$ :

$$S_{12} = \frac{2Z_{in}}{Z_s + Z_{in} + Z_{out}} \quad (10)$$

A partir de aquí, se asume que  $Z_{in} = Z_{out} = Z_0$  y se transforman los parámetros S en parámetros T, quedando las siguientes expresiones:

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}} = \frac{Z_s + 2Z_0}{2Z_0}, \quad (11a)$$

$$T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}} = -\frac{Z_s}{2Z_0}, \quad (11b)$$

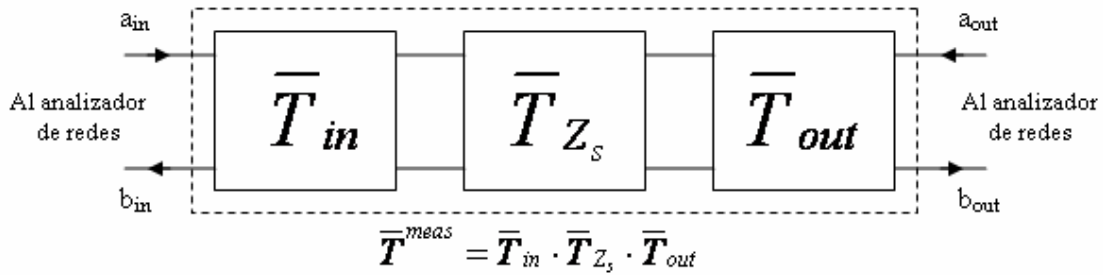
$$T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}} = \frac{Z_s}{2Z_0}, \quad (11c)$$

$$T_{22} = \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} = \frac{2Z_0 - Z_s}{2Z_0}. \quad (11d)$$

De esta forma, la representación matricial de los parámetros T de una impedancia conectada en serie a dos líneas de transmisión idénticas y de impedancia característica  $Z_0$  es:

$$\bar{T}_{Z_s} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \frac{Z_s}{2Z_0} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (12)$$

El siguiente paso es considerar una cascada de tres secciones de línea de transmisión, cada una de ellas caracterizada por su representación matricial en parámetros T:



**Figura 27: Secciones de línea de transmisión conectadas en cascada. Representadas por sus matrices en T**

La matriz de parámetros T de la cascada es el producto de las matrices T de las tres secciones que la constituyen, es decir:

$$\bar{T}^{meas} = \bar{T}_{in} \cdot \bar{T}_{Z_s} \cdot \bar{T}_{out}, \quad (13)$$

cumpléndose que:

$$\begin{pmatrix} a_{in} \\ b_{in} \end{pmatrix} = \bar{T}^{meas} \cdot \begin{pmatrix} a_{out} \\ b_{out} \end{pmatrix} \quad (14)$$

El superíndice *meas* significa que los elementos de la matriz  $\bar{T}^{meas}$  son medibles mediante los parámetros S que se pueden obtener en los terminales del analizador de redes. De esta forma, los elementos de la matriz  $\bar{T}^{meas}$  son:

$$T_{11}^{meas} = \frac{1}{S_{21}^{meas}}, \quad (15a)$$

$$T_{12}^{meas} = -\frac{S_{22}^{meas}}{S_{21}^{meas}}, \quad (15b)$$

$$T_{21}^{meas} = \frac{S_{11}^{meas}}{S_{21}^{meas}}, \quad (15c)$$

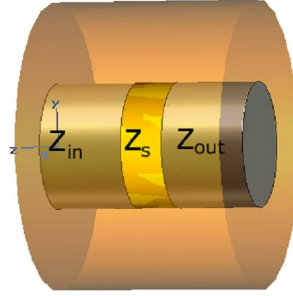
$$T_{22}^{meas} = \frac{S_{12}^{meas} S_{21}^{meas} - S_{11}^{meas} S_{22}^{meas}}{S_{21}^{meas}}. \quad (15d)$$

Sustituyendo la expresión de  $\bar{T}_{Z_s}$  dada en (12) en la expresión (13) se tiene que:

$$\bar{T}^{meas} = \bar{T}_{in} \cdot \bar{T}_{out} + \frac{Z_s}{2Z_0} \bar{T}_{in} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \cdot \bar{T}_{out} \quad (16)$$

Como se dijo antes, esta matriz  $\bar{T}^{meas}$  se puede obtener sin más que medir los parámetros S con el analizador de redes como se definió en (15).

Volviendo ahora al caso de estudio, el esquema presentado en la figura 26 se corresponde con la cavidad coaxial del montaje de la figura 24. En la figura 28 se muestra un detalle del montaje para mostrar más claramente esta equivalencia.



**Figura 28: Cavidad coaxial con muestra de material.**

Las líneas de entrada y salida están modeladas como secciones de guías de onda coaxiales de impedancia característica  $Z_{coax} = Z_{in} = Z_{out}$ . La impedancia central  $Z_s$  es el disco con el dieléctrico (de referencia o de test, según el caso) que forma un condensador de impedancia  $Z_c = Z_s = \frac{1}{j\omega C} = \frac{d}{j\omega\epsilon_c A} = \frac{d}{j\omega\epsilon_c \pi a^2}$ .

En la figura 26, las líneas de entrada y de salida se extienden hasta el infinito en ambos casos, cumpliendo así la condición de que estén adaptadas. En la práctica, la cavidad coaxial se ve truncada por los terminales que llevan al analizador de redes (conectores SMA en este caso). Es necesario entonces que la transición entre la cavidad coaxial y los conectores esté también adaptada. Es decir, siendo  $a_1, b_1$  los radios interno y externo (respectivamente) del conector SMA y  $\mu_1, \epsilon_1$  (su permeabilidad y permitividad) y  $a_2, b_2, \mu_2, \epsilon_2$  las correspondientes a la cavidad, debe cumplirse que:

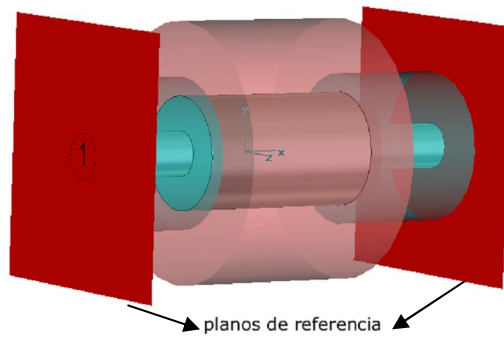
$$Z_{cav} = \frac{\ln(b_2/a_2)}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} = Z_{SMA-in,out} = \frac{\ln(b_1/a_1)}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \quad (17)$$

Con los parámetros S medidos en el analizador de redes, se obtiene la matriz  $\bar{T}^{meas}$  usando las transformaciones vistas en (15). En este punto es cuando se distingue entre los 3 casos presentados al principio del punto 2, es decir, sin muestra, con el disco perteneciente al dieléctrico de referencia y con el disco perteneciente al dieléctrico de test (desconocido).

Volviendo a la fórmula (16), el término  $\bar{T}_{in} \cdot \bar{T}_{out}$  corresponde al caso en que no se introduce muestra alguna en la cavidad, dicho de otra manera, corresponde con la matriz de parámetros T de la cascada de la línea de entrada y de salida unidas directamente. Esta matriz se va a definir de la siguiente manera:

$$\bar{T}_{sc}^{meas} = \bar{T}_{in} \cdot \bar{T}_{out} \quad (18)$$

Donde el subíndice 'sc' indica cortocircuito y el superíndice 'meas' indica que es una cantidad medible. El esquema de medida usado en este caso es el mostrado en la figura 29.



**Figura 29: Configuración sin muestra. Los parámetros S medidos en los planos de referencia permiten obtener  $\bar{T}_{sc}^{meas} = \bar{T}_{in} \cdot \bar{T}_{out}$ .**

Sustituyendo (18) en (16), se tiene:

$$\bar{T}^{meas} = \bar{T}_{sc}^{meas} + Z_s \cdot \frac{1}{2Z_0} \bar{T}_{in} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \bar{T}_{out} \quad (19)$$

Entre los casos de muestra de referencia y muestra de test, sólo va a variar  $Z_s$ . Por lo tanto, definiremos:

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{2Z_0} \bar{T}_{in} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \bar{T}_{out} \quad (20)$$

Sustituyendo (20) en (19):

$$\bar{T}^{meas} = \bar{T}_{sc}^{meas} + Z_s \bar{\Psi} \quad (21)$$

Así pues, se tiene el valor de  $\bar{T}^{meas}$  que es la matriz de parámetros T medida cuando hay una muestra insertada en el medio de la cavidad; y el valor de  $\bar{T}_{sc}^{meas}$  que se corresponde con el caso de que no haya muestra.



Analizando ahora los casos de referencia y de test, se tendrá:

$$\overline{T}_{test}^{meas} = \overline{T}_{sc}^{meas} + Z_{test} \overline{\Psi} \quad (22a)$$

$$\overline{T}_{ref}^{meas} = \overline{T}_{sc}^{meas} + Z_{ref} \overline{\Psi} \quad (22b)$$

Despejando:

$$Z_{test} \overline{\Psi} = \overline{T}_{test}^{meas} - \overline{T}_{sc}^{meas} \quad (23a)$$

$$Z_{ref} \overline{\Psi} = \overline{T}_{ref}^{meas} - \overline{T}_{sc}^{meas} \quad (23b)$$

donde las cantidades de la derecha de (23a) y (23b) son medibles. Dividiendo ahora cada elemento de la matriz resultante de (23a) por el correspondiente de (23b) se obtiene:

$$k_{mn} = \frac{\overline{T}_{test,mn}^{meas} - \overline{T}_{sc,mn}^{meas}}{\overline{T}_{ref,mn}^{meas} - \overline{T}_{sc,mn}^{meas}} \quad (24)$$

con  $m=1,2$  y  $n=1,2$ . Además, al hacer este cociente se obtiene un resultado similar para los cuatro elementos de la matriz, por lo que se puede usar el valor promedio de los cuatro obtenidos:

$$k = \frac{k_{11} + k_{12} + k_{21} + k_{22}}{4} \quad (25)$$

Este valor de  $k$ , que es medible, se corresponde con el cociente entre las impedancias de referencia y de test de (23), es decir:

$$\begin{aligned} k &= \frac{Z_{test} \overline{\Psi}}{Z_{ref} \overline{\Psi}} = \frac{Z_{test}}{Z_{ref}} = \frac{\frac{d}{j\omega\epsilon_{test}\pi a^2}}{\frac{d}{j\omega\epsilon_{ref}\pi a^2}} = \frac{\epsilon_{ref}}{\epsilon_{test}} \\ \Rightarrow \epsilon_{test} &= \frac{\epsilon_{ref}}{k} \end{aligned} \quad (26)$$

De esta forma, la permitividad desconocida  $\epsilon_{test}$ , puede ser determinada.

## 2.B.II. Resultados de las simulaciones

Una vez expuesta la base teórica del procedimiento, se ha procedido a la simulación de las estructuras de la figura 24 y la figura 29 utilizando para ello el software de simulación electromagnética *CST Microwave Studio*.

La estructura de la figura 29 se corresponde con el caso sin muestra y las cantidades medidas en ella son las que corresponden con aquellas con subíndice 'sc' en la formulación anterior. La estructura de la figura 24 se utilizará indistintamente para la muestra de referencia (de valor de permitividad conocido) y para la muestra de test (desconocida).

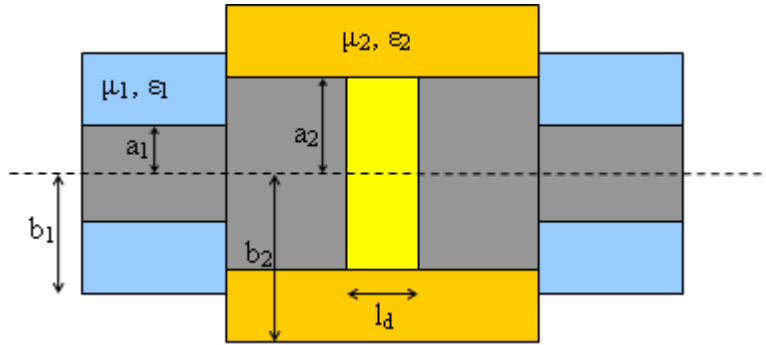


Figura 30: Corte transversal y parámetros de la estructura de la Figura 24.

La figura 30 muestra un corte transversal de la estructura de la figura 24. Las dimensiones y materiales utilizados son los siguientes. Para los conectores SMA ( $Z_{in,out} = 50\Omega$ ):

$$a_1 = 0.6 \text{ mm}$$

$$b_1 = 2 \text{ mm}$$

$$\mu_1 = \mu_0$$

$$\varepsilon_1 = 2.1\varepsilon_0$$

Para la cavidad coaxial ( $Z_{cav} = 50\Omega$ ):

$$a_2 = 1.5 \text{ mm}$$

$$b_2 = 3.45 \text{ mm}$$

$$\mu_2 = \mu_0$$

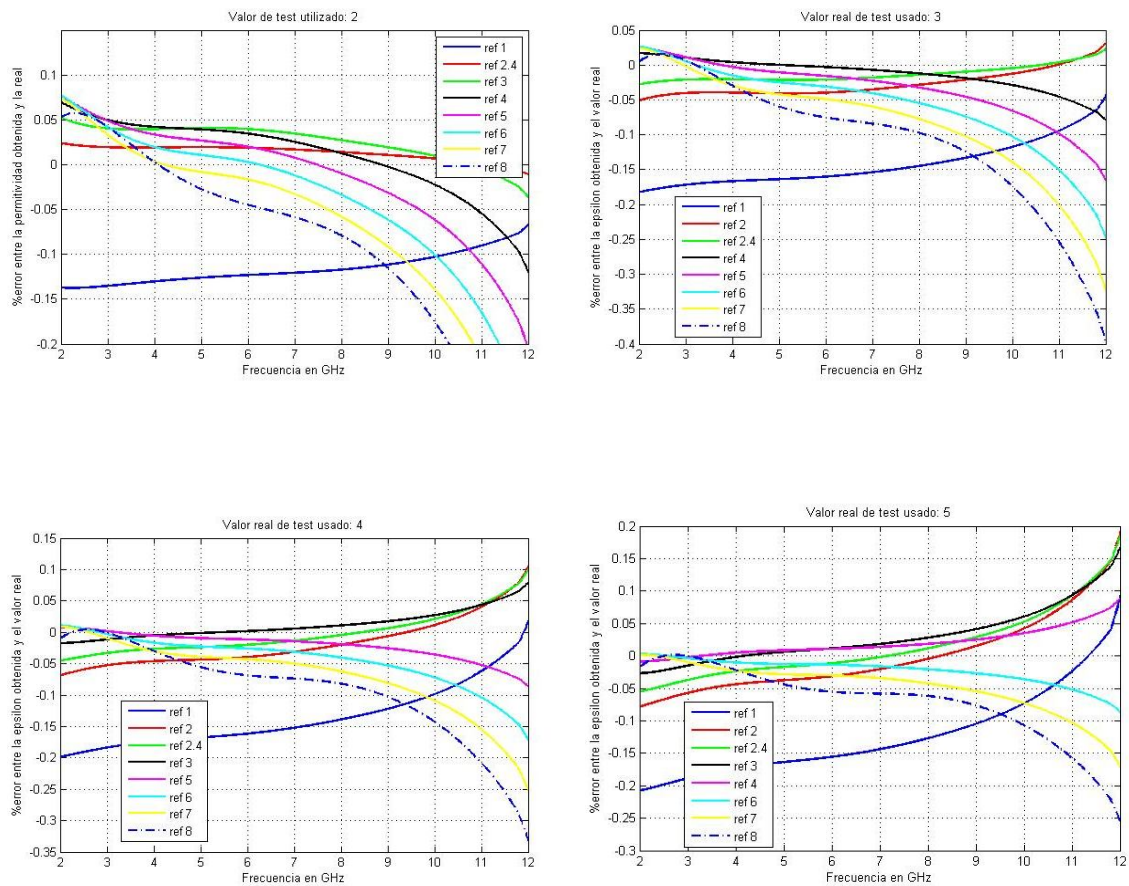
$$\varepsilon_2 = \varepsilon_0$$

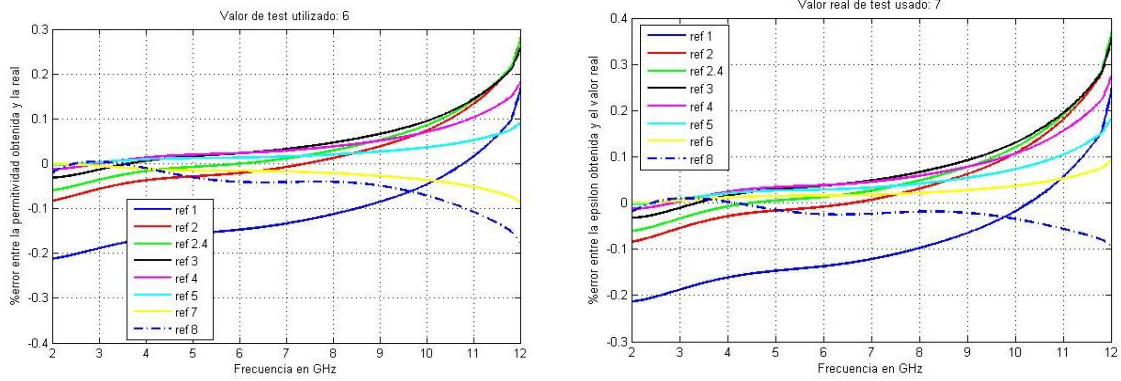
La longitud ha sido elegida arbitrariamente a 5 mm. El grosor del disco con la muestra es de 1 mm y su radio el mismo que el radio interno de la cavidad, tal y como se aprecia en las figuras 24 y 30 (es decir, 1.5 mm).

Midiendo los parámetros S de los 3 casos y siguiendo el procedimiento explicado en el punto B usando como valores de permitividad: 1, 2, 2.4, 3, 4, 5, 6, 7 y 8 (en unas ocasiones como valor de referencia y en otras como valor de test), se obtienen las siguientes gráficas en las que se representa cómo varía el error cometido en el cálculo de la permitividad en función de la frecuencia. El error representado es el error relativo, definido como la diferencia entre el valor real y el calculado, dividido entre el valor real:

$$error = \frac{\epsilon_{calculada} - \epsilon_{real}}{\epsilon_{real}} \quad (27)$$

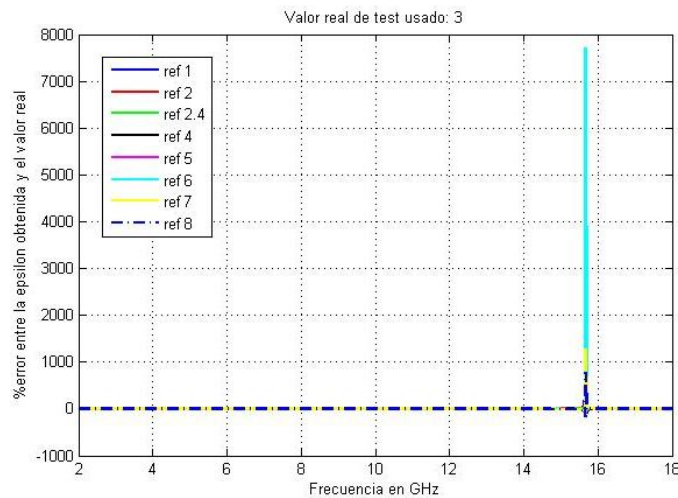
Los resultados obtenidos se muestran en la figura 31.





**Figura 31: Error relativo en la permitividad obtenida en función de la frecuencia para varias permitividades de referencia, para los casos de test 2, 3, 4, 5, 6 y 7**

Como se puede apreciar en la figura 31, el error que se comete con este método en el rango entre 2 y 8 GHz es muy pequeño, entre el 5 y el 10%. A partir de 8 GHz el error crece hasta alcanzar en algunos casos el 35-40%. Este elevado error es debido a las resonancias que se producen en la cavidad a frecuencias elevadas como se puede apreciar en la figura 32 en la que se representa un rango de frecuencias mayor (con  $\epsilon_{test} = 3$ ).



**Figura 32: Efecto de la resonancia producida en la cavidad.**

Como se aprecia existe una resonancia en la cavidad entre 15 y 16 GHz. Este efecto produce que no se puedan obtener resultados fiables para frecuencias por encima de los 10-12 GHz.

De la figura 31 se pueden extraer otras conclusiones. En primer lugar, se aprecia que cuando la permitividad de referencia tiene un valor menor que la de test, la pendiente de la curva es positiva. Para valores de la permitividad de referencia menores que la de test, la pendiente pasa a ser negativa. Aparte de lo anterior, cuanto más cercano está el

valor de referencia del valor de test más suave es la pendiente (sea positiva o negativa). Esto es importante, puesto que elegir un material con una permitividad de referencia próxima a la de test producirá una mayor precisión en el método. El uso de la permitividad del vacío como referencia no parece ser demasiado útil, ya que su curva es la que más lejos está del 0 para casi todo el rango de frecuencias, si bien es cierto que a frecuencias altas sigue el comportamiento de las demás. Por último, el valor real de la permitividad se aproxima mejor a altas frecuencias cuanto mayor es la permitividad de test estudiada.

## 2.C. Método para el cálculo de la permitividad de una muestra de dieléctrico con forma anular

Para este segundo caso en el que la muestra es un anillo, el método a utilizar es un ajuste polinómico cuadrático.

El montaje en este caso es el correspondiente a la figura 25, cuyos parámetros se encuentran definidos en la figura 33. Las dimensiones y materiales utilizados para este método son los siguientes:

$$a = 1.5 \text{ mm}$$

$$b_1 = 3.4535 \text{ mm}$$

$$b_2 = 4.1653 \text{ mm}$$

$$l_c = 5 \text{ mm}$$

$$l_d = 1 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_1 = 1$$

$$\varepsilon_2 = 1.5$$

$$\mu = 1$$

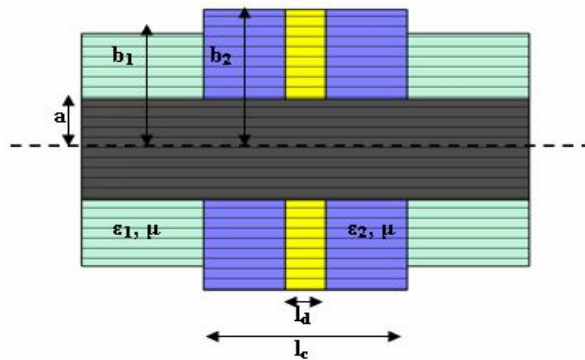
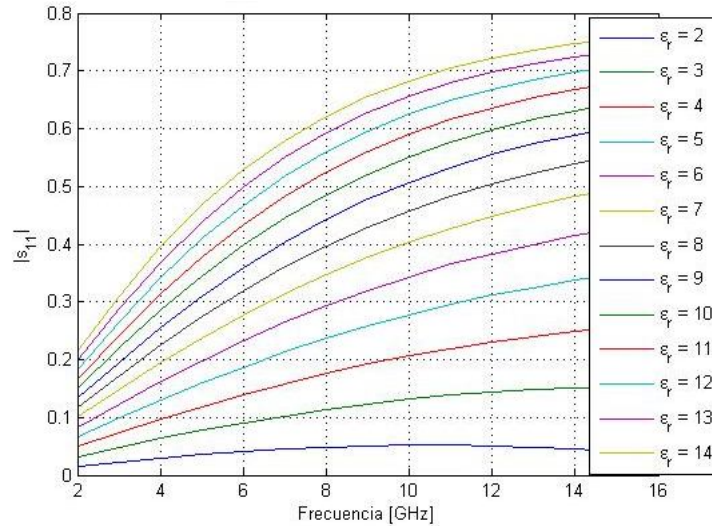
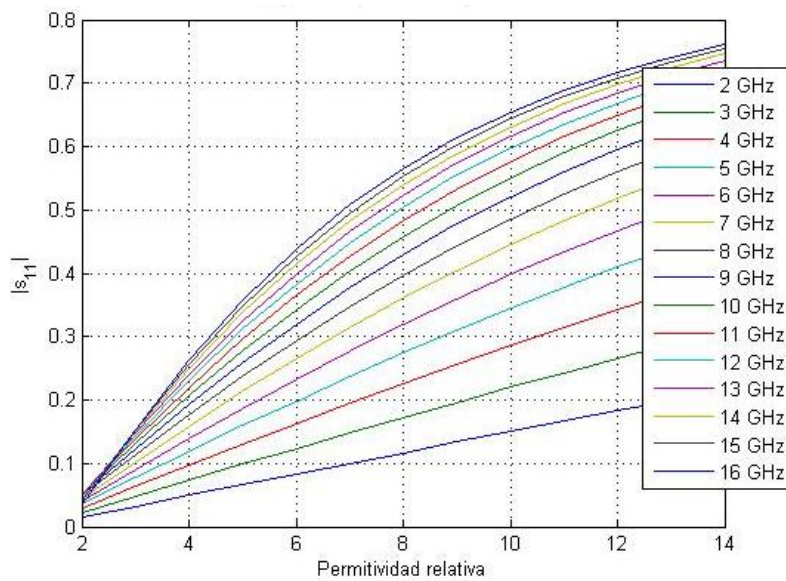


Figura 33: Corte transversal y parámetros del montaje de la Figura 25

La figura 34 muestra la simulación del parámetro  $|S_{11}|$  en función de la frecuencia para varios valores de permitividad (de 2 a 14). Por otro lado, la figura 35 muestra dicho parámetro en función de la constante dieléctrica para diferentes frecuencias (de 2GHz a 16GHz).



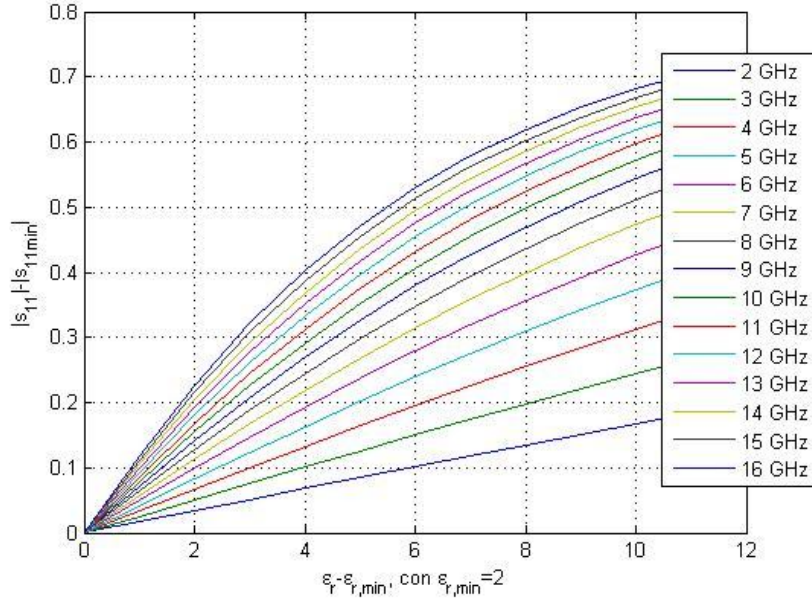
**Figura 34: Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para varias permitividades.**



**Figura 35: Variación de  $|S_{11}|$  con la permitividad relativa para varias frecuencias.**

Si se define el valor más pequeño de permitividad representado como  $\epsilon_{r,\min}$  y su valor de  $|S_{11}|$  asociado como  $|S_{11\min}|$ , las curvas de la figura 35 pueden ser sustituidas por otras que representen  $(|S_{11}| - |S_{11\min}|)$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,\min})$ , tal y como se representa en la figura 36.





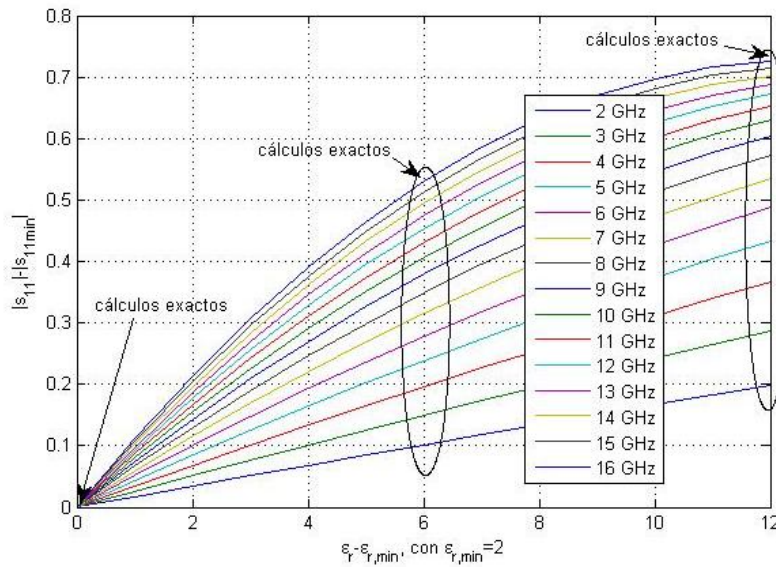
**Figura 36: Variación de  $(|S_{11}| - |S_{11min}|)$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,min})$**

Sin embargo, cada punto de cada curva de la figura 36 se obtiene calculando el parámetro  $|S_{11}|$  correspondiente a ese valor de permitividad para esa frecuencia en concreto lo que tiene un elevado coste computacional. El coste computacional se reduciría si se pudieran calcular sólo  $N$  de esos puntos e interpolar una curva que pase por ellos mediante un polinomio de grado  $(N-1)$  que se aproxime lo más posible a la curva inicial. Las curvas representadas en la figura 36, parecen tener una variación cuadrática, por tanto podrían ser aproximadas conociendo o calculando exactamente solo tres de sus puntos, para sólo tres permitividades. De esa forma, la función que aproxima la curva tiene la forma  $g(x) = ax^2 + bx + c$ , donde  $x$  corresponde con  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,min})$  y  $g(x) = |S_{11}| - |S_{11min}|$ . De esta manera, conociendo  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,min})$  y habiendo medido  $|S_{11}| - |S_{11min}|$ , las incógnitas son los coeficientes  $a$ ,  $b$  y  $c$ . Para una cierta frecuencia y para tres permitividades conocidas:  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$  y  $\epsilon_{r3}$  se puede formar un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas:

$$\begin{bmatrix} (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r,min})^2 & \epsilon_{r1} - \epsilon_{r,min} & 1 \\ (\epsilon_{r2} - \epsilon_{r,min})^2 & \epsilon_{r2} - \epsilon_{r,min} & 1 \\ (\epsilon_{r3} - \epsilon_{r,min})^2 & \epsilon_{r3} - \epsilon_{r,min} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |S_{11}(\epsilon_{r1})| - |S_{11min}| \\ |S_{11}(\epsilon_{r2})| - |S_{11min}| \\ |S_{11}(\epsilon_{r3})| - |S_{11min}| \end{bmatrix}, \quad (28)$$

que puede ser resuelto para obtener los coeficientes. Habrá tantas ecuaciones como frecuencias se consideren en el estudio, con lo cual, la solución que se obtendrá será diferente para cada frecuencia.

La medida de la permitividad se puede llevar a cabo como se explica a continuación. Es necesario contar con tres permitividades conocidas  $\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$  y  $\epsilon_{r3}$ . Considerando que están ordenadas de menor a mayor valor, entonces  $\epsilon_{r,\min} = \epsilon_{r1}$ . De esta forma, de la ecuación (28) se obtiene que  $c=0$  ya que todas las curvas parten del origen, tal y como se podía deducir de la figura 36,. En este caso de estudio, se han seleccionado como permitividades  $\epsilon_{r,\min} = \epsilon_{r1} = 2$ ,  $\epsilon_{r2} = 8$  y  $\epsilon_{r3} = 14$ , que se corresponden con los valores de  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,\min}) = 0, 6$  y  $12$ . La ecuación (28) puede ser entonces resuelta mediante inversión matricial para obtener los coeficientes  $a(f)$ ,  $b(f)$  y  $c(f)$  para cada una de las frecuencias consideradas. Con estos coeficientes, las curvas de la figura 36 pueden reconstruirse obteniendo los resultados mostrados de la figura 37.



**Figura 37: Curvas reconstruidas usando interpolación cuadrática.**

Si se comparan los resultados de las figuras 36 y 37, podemos concluir que la reconstrucción de las curvas con tres puntos es excelente. De esta forma, con los coeficientes  $a$ ,  $b$  y  $c$  conocidos, pueden usarse para obtener la permitividad de cualquier material dentro del rango de estudio. Midiendo el parámetro  $S_{11\text{test}}$  de la muestra de dieléctrico desconocido, se puede evaluar  $|S_{11\text{test}}| - |S_{11\min}|$  y plantear la ecuación  $g(x) = ax^2 + bx + c$  para cada una de las frecuencias consideradas. Los coeficientes  $a$ ,  $b$  y  $c$  son ahora conocidos, con lo cual, la incógnita pasa a ser  $x$  y las ecuaciones pueden resolverse como sigue:

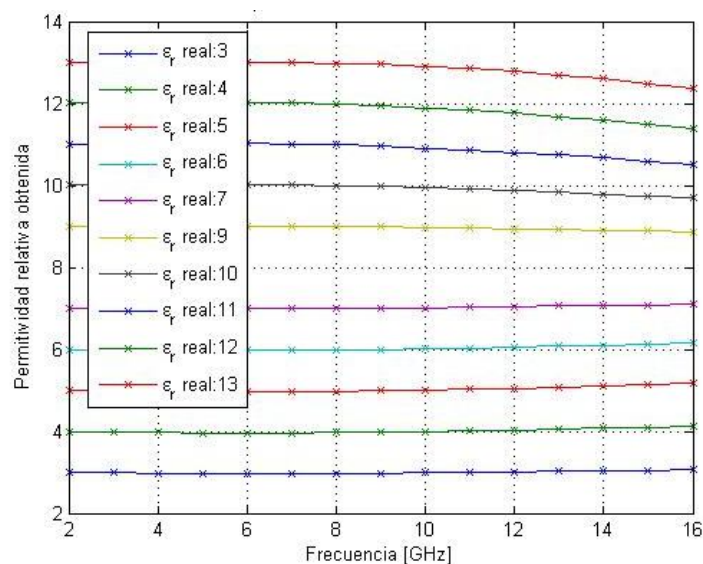
$$ax^2 + bx + c = |S_{11\text{test}}| - |S_{11\min}|$$

$$\Rightarrow x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4a[c - (|S_{11\text{test}}| - |S_{11\min}|)]}}{2a} = \epsilon_{r\text{test}} - \epsilon_{r\min}, \quad (29)$$

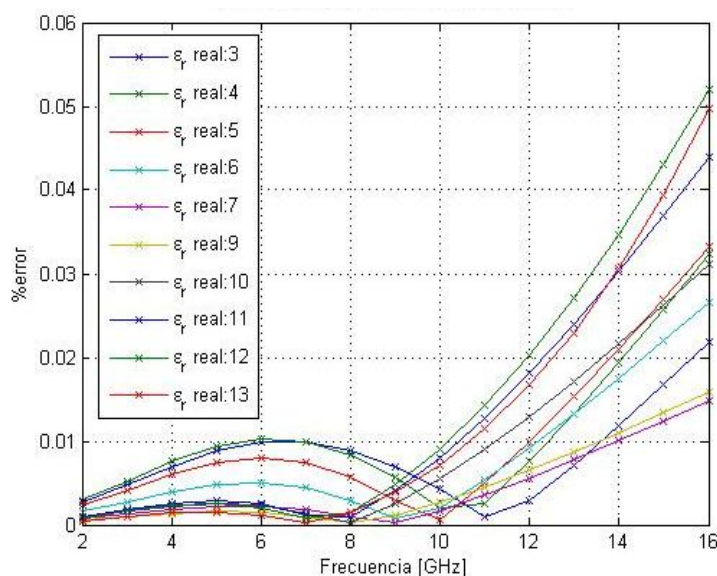
donde  $\epsilon_{r\text{test}}$  es la permitividad relativa desconocida, que puede ser obtenida.



Para comprobar que este método funciona correctamente, se ha procedido a su simulación usando como permitividades de test (desconocidas) 3, 4, 5, 6, 7, 9, 10, 11, 12 y 13 y como permitividades de referencia las mencionadas anteriormente, es decir, 2, 8 y 14. La variación de las permitividades obtenidas como solución del método con la frecuencia se muestra en la figura 38. La recuperación del valor de la permitividad es adecuada hasta 10-12GHz. A partir de ahí, los valores obtenidos se alejan cada vez más del valor real. Para cuantificar este error, la figura 39 muestra la variación del error relativo con la frecuencia. Se observa que hasta los 10GHz el error está por debajo del 1% y que crece según aumenta la frecuencia hasta alcanzar un 5% para 16GHz, que para ciertas aplicaciones puede ser aceptable. Podemos por tanto concluir que el error aumenta con la frecuencia y con el valor de la permitividad.



**Figura 38: Variación de la permitividad obtenida con la frecuencia.**



**Figura 39: Variación del error cometido con la frecuencia.**

## 2.D. Comparación entre ambos métodos

En este capítulo se han propuesto dos métodos de medida de constante dieléctrica. Para las frecuencias y permitividades de estudio, el segundo método ha presentado unos resultados más estables en frecuencia que el primero.

El error obtenido con el primer método era bueno, por debajo del 5% hasta los 8GHz, pero sus prestaciones se degradaban por encima de dicha frecuencia hasta alcanzar errores del 30% o incluso superiores en algunos casos. La gran ventaja de este método es que sólo requiere de una permitividad conocida para obtener los resultados, por lo que la elección de la permitividad de referencia es importante y deberá hacerse en función del rango de valores a medir. Una permitividad de referencia cercana a la desconocida producirá mejores resultados.

El segundo método se basa en la observación de las curvas que se obtienen al medir el parámetro  $S_{11}$ , asumiendo una variación cuadrática de las mismas y procediendo a tratar de aproximarlas mediante aproximación polinómica. Calculando tres puntos de la curva para tres permitividades de valor conocido se pueden obtener los coeficientes para aproximar las curvas. Los resultados obtenidos, presentan errores por debajo del 1% hasta los 10GHz y sólo se incrementan hasta el 5% a los 16GHz. Estos resultados son por tanto más estables en frecuencia que los del primer método, sin embargo, se requieren tres materiales de permitividades conocidas, aunque podrían reducirse a dos si se usa como  $\epsilon_{r,\min} = \epsilon_{r1}$  la del vacío, para el caso de permitividades de valores bajos.

Ambos métodos funcionan correctamente por debajo de 8GHz, con lo cual, para frecuencias bajas, la elección dependerá de los materiales conocidos de los que se disponga.

## CAPÍTULO 3

### ESTUDIO, SIMULACIONES Y RESULTADOS DEL MÉTODO ELEGIDO.

#### 3.A. Introducción

En este tercer capítulo se explican los diferentes pasos que se han ido dando para terminar obteniendo el montaje final. Como se vio en el capítulo 2, a la hora de presentar ambos métodos de medida, en términos generales el segundo de los métodos se adaptaba mejor a las necesidades del diseño. Por lo tanto, en este capítulo nos centraremos en el segundo de los métodos tomando las decisiones de diseño que se comentarán a continuación.

La primera de las decisiones que hubo que tomar para obtener un esquema más fácilmente implementable (dadas las limitaciones del laboratorio de la Universidad Carlos III de Madrid), fue la de degradar la geometría cilíndrica hacia una estructura rectangular. Esto produjo algunas limitaciones que se explicarán a continuación.

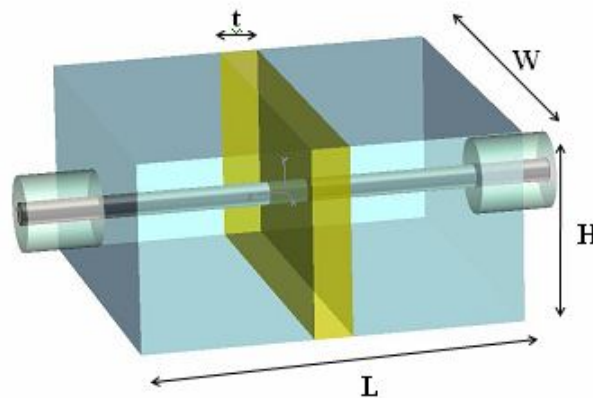
Por otra parte, como se ha contado en el prefacio de este proyecto, se intenta conseguir un método de medida de la permitividad para materiales similares al tejido humano. Estos materiales se caracterizan por tener valores de permitividad más elevados que los que se han simulado en el capítulo 2 (de 30 en adelante). A la hora de realizar estas simulaciones con permitividades elevadas, las prestaciones del método se degradan, funcionando razonablemente bien solo hasta los 2-3 GHz en función del valor de permitividad a medir. Este problema también se explicará con más detalle más adelante,

pero es un problema menor dado que la banda de medida para este proyecto se situó hasta los 3 GHz.

A continuación, se expondrán las diferentes estructuras que se han simulado para llegar a obtener el montaje final. En primer lugar se ha estudiado cómo cambia el comportamiento del método por el hecho de modificar la estructura cilíndrica hacia una rectangular y los cambios que hay que hacer en el software que calcula los parámetros de la aproximación. El siguiente paso ha sido modificar los parámetros de la estructura (dimensiones, materiales, etc....) hasta conseguir aquella con la que se obtengan los mejores resultados. Para acabar, presentaremos las estructuras que se decidieron construir, indicando sus dimensiones y materiales, así como sus prestaciones simuladas para poder compararlas en el capítulo siguiente con los valores reales medidos en el laboratorio.

### 3.B. Primeros pasos: Construyendo la nueva estructura rectangular.

Dado que el objetivo que se persigue es conseguir que el método funcione para permitividades elevadas hasta los 3 GHz, de aquí en adelante se realizarán simulaciones sólo hasta 3 GHz. Además de esto, como se ha comentado en el apartado anterior, para conseguir una estructura más fácilmente implementable, se ha construido el mismo esquema de la figura 25, pero con geometría rectangular, como se muestra en la figura 40.

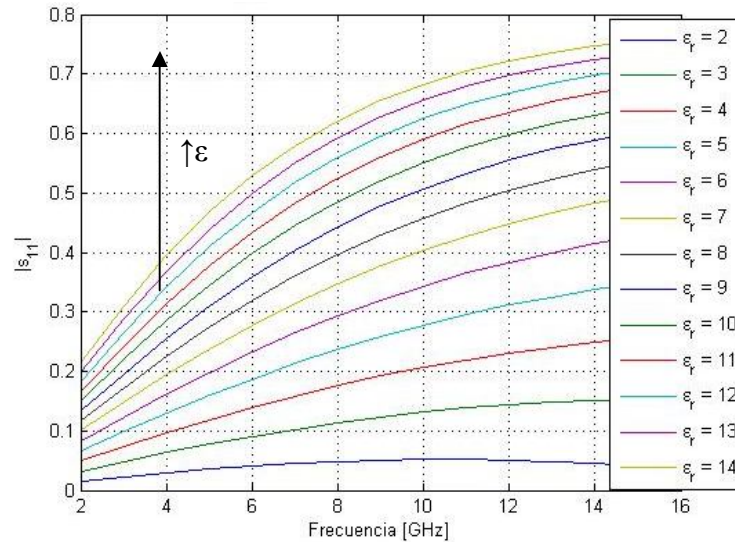


**Figura 40: Primera aproximación con geometría rectangular.**  
Las dimensiones son  $L = 20\text{mm}$ ,  $H = 10\text{mm}$ ,  $W = 20\text{mm}$  y  $t = 2\text{mm}$ .

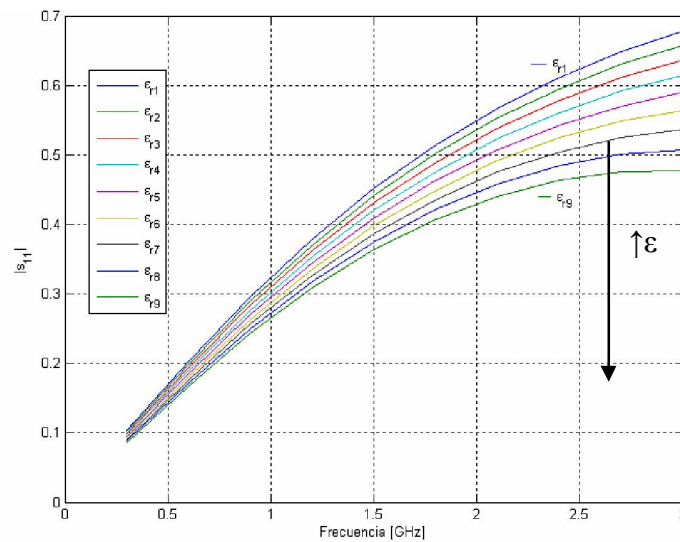
Es la misma estructura de la figura 25, pero cambiando la geometría. La muestra (representada en color amarillo) es ahora un 'disco' rectangular atravesado por el conductor que une ambos conectores SMA.

De los resultados obtenidos en simulación del parámetro  $|S_{11}|$  con la frecuencia aparece la necesidad de variar ligeramente el método explicado en el apartado 2.C. La variación

observada en el capítulo anterior (geometría circular) es como viene representada en la figura 41. En ella, las curvas de  $|S_{11}|$  se alejaban cada vez más del 0 a medida que aumentaba el valor de  $\epsilon_r$ . Si ahora nos fijamos en las curvas que se obtienen al simular la estructura de la figura 40 (geometría rectangular), se ve que el comportamiento es el contrario, tal y como se aprecia en la figura 42.

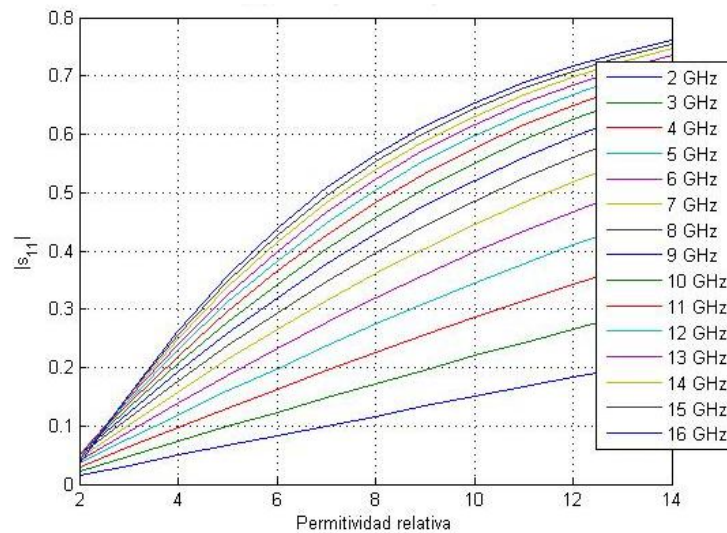


**Figura 41: Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para varias permitividades (geometría circular)**

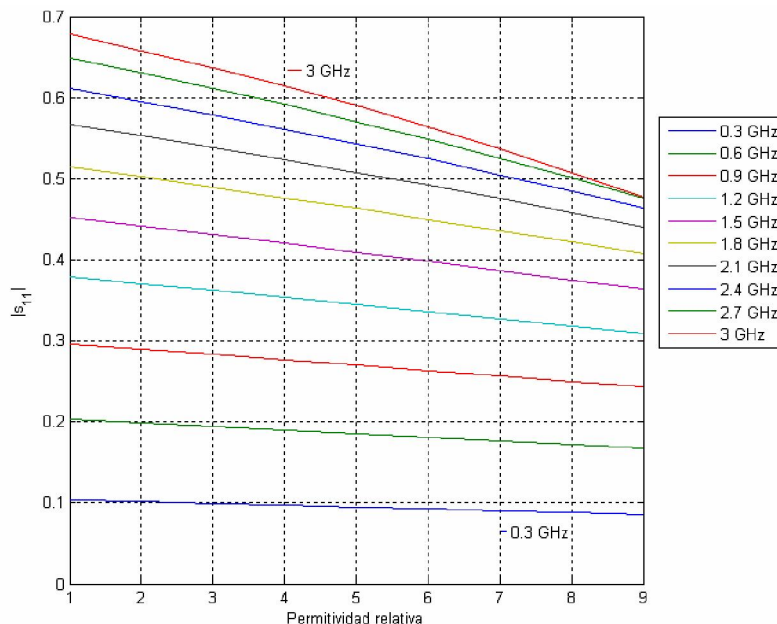


**Figura 42: Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para varias permitividades con la nueva geometría (rectangular).**

Esto, lógicamente, provoca cambios en el método a la hora de reconstruir las gráficas al hacer la conversión del eje x con permitividades. que pasan de la respuesta mostrada en la figura 43 (geometría circular) a la respuesta de la figura 44 (geometría rectangular).



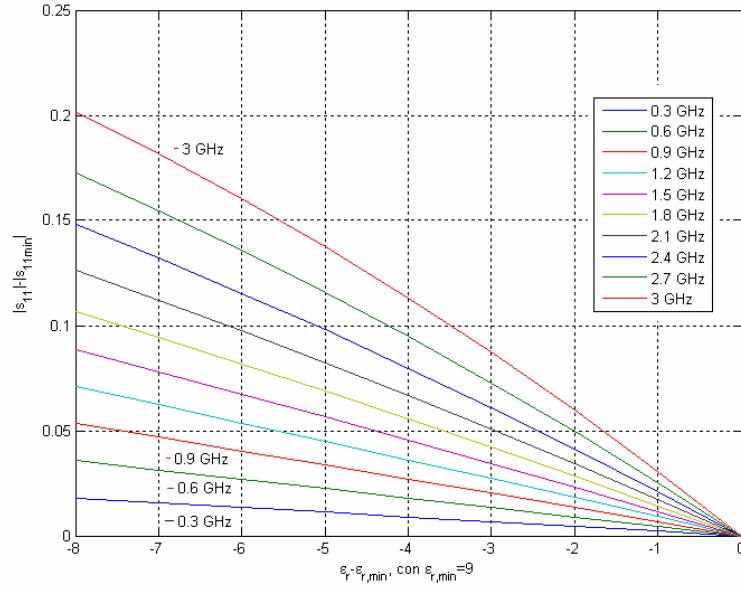
**Figura 43: Variación de  $|S_{11}|$  con la permitividad relativa para varias frecuencias (geometría circular).**



**Figura 44: Variación de  $|S_{11}|$  con la permitividad relativa para varias frecuencias con la nueva geometría (rectangular).**

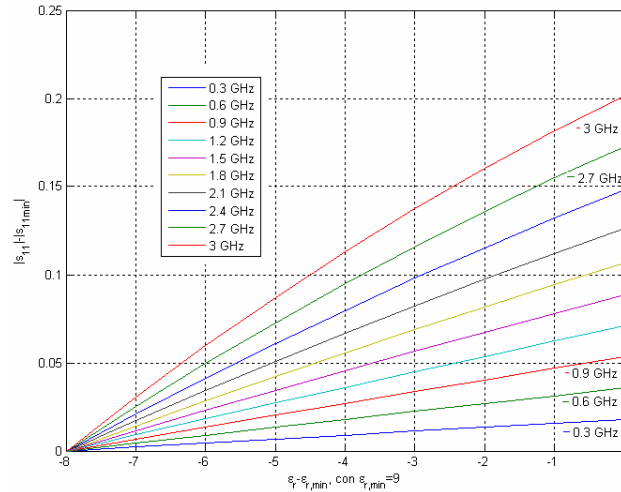
A partir de 3GHz las curvas empiezan a perder su variación cuadrática y no se podrían aproximar usando este método.

Siguiendo con las diferencias que presenta la aplicación del método a este caso, hay que destacar que ahora  $\epsilon_{r\min}$  (valor de  $\epsilon_r$  para el que se tiene el menor valor de  $|S_{11}|$  para cada una de las curvas) toma como valor el mayor de todas las permitividades. En el método original, el valor de  $\epsilon_{r\min}$  coincidía con el menor valor de las permitividades consideradas. En este caso en concreto  $\epsilon_{r\min} = 9$ , con lo que siguiendo el desarrollo del método, si se representa la variación de  $|S_{11} - S_{11\min}|$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{r\min})$  se obtienen unas curvas como las de la figura 45.



**Figura 45: Variación de  $|S_{11}-S_{11min}|$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,min})$  con  $\epsilon_{r,min} = 9$ .**

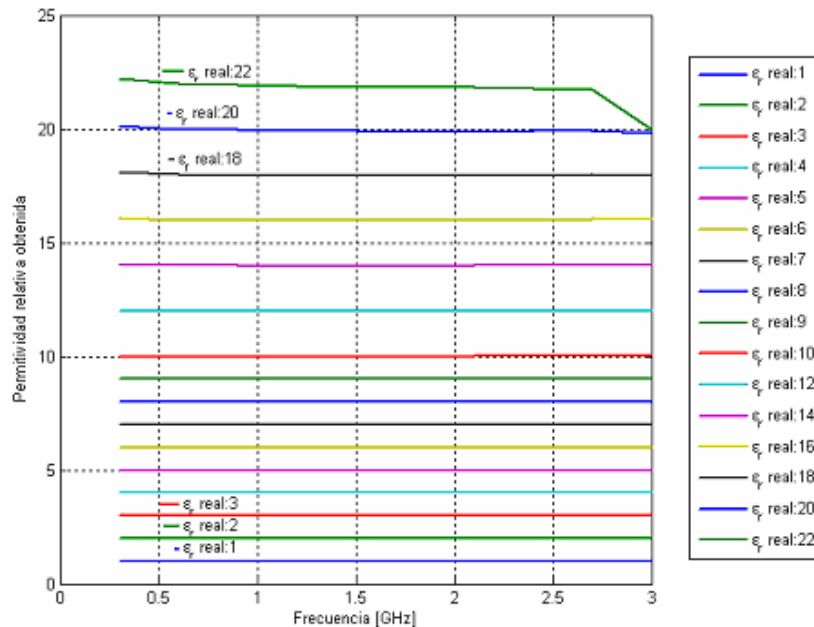
En este caso, considerando que el eje x representa permitividades ‘negativas’ por el hecho de que  $\epsilon_{r,min} = 9$ , los valores que se han elegido para reconstruir las curvas son  $(\epsilon_r - \epsilon_{r,min}) = 0, -4, -8$ , que se corresponden con valores reales de permitividad de 1, 5 y 9. De esta forma, se reconstruyen las curvas como se explicó en el apartado 2.C y se obtiene la gráfica de la figura 46.



**Figura 46: Curvas de la figura 45 reconstruidas usando como permitividades de referencia 1, 5 y 9.**

Como se puede comprobar, es la misma gráfica que la de la figura 45, con la particularidad de que ahora el método reconstruye las curvas al revés. A pesar de ello, la reconstrucción es perfecta y el método sigue funcionando, tal y como se comprueba a continuación.

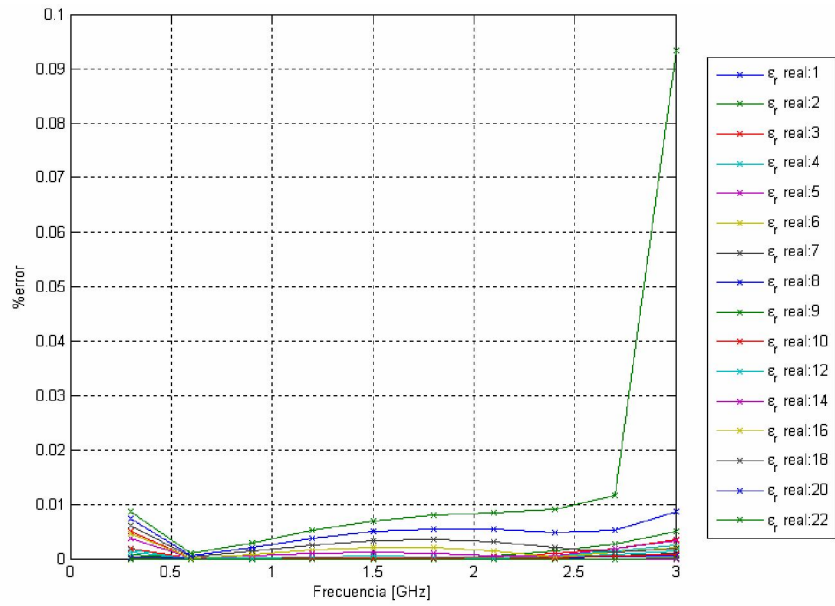
Se han realizado medidas del parámetro  $|S_{11}|$  para el rango de frecuencias entre 0 y 3GHz con diferentes discos de muestra, de valores de  $\epsilon_r$  de 1 a 10 y luego 12, 14, 16, 18, 20 y 22. Usando los parámetros obtenidos por el método para reconstruir la figura 45 y obtener la figura 46 usando como permitividades de referencia 1, 5 y 9, se aplica el método y se obtienen las permitividades calculadas de la figura 47.



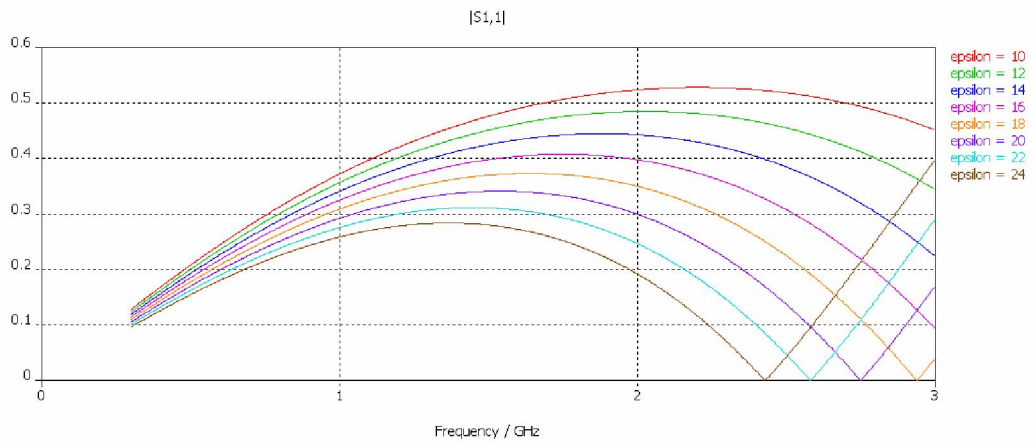
**Figura 47: Variación de la permitividad relativa obtenida con la frecuencia usando como permitividades de referencia 1, 5 y 9.**

Con las curvas de la figura 47 ya se comprueba que la recuperación de las permitividades es excelente tal y como se deduce de la estimación del error que se encuentra representada en la figura 48. En ella se aprecia que hasta 2.7 GHz, los valores de permitividad se recuperan con un error menor o igual al 1%. Para recuperar el valor de  $\epsilon_r = 22$  a 3 GHz, el error se eleva al 10%. Este aumento del error y la consecuente degradación de las prestaciones del método se deben a una pérdida de la variación cuadrática dentro del rango de frecuencias, tal y como se muestra en la figura 49. De  $\epsilon_r = 24$  en adelante, existe un punto de cruce por 0 que se produce cada vez a frecuencias más bajas y el método pierde la capacidad de recuperar el valor de la permitividad para el rango de frecuencias necesario.





**Figura 48: Variación del error relativo cometido con la frecuencia.**



**Figura 49: Degradación de las curvas de  $|S_{11}|$  al aumentar el valor de  $\epsilon_r$ .**

En el siguiente punto del documento se explican las diferentes modificaciones que se fueron haciendo sobre el esquema de la figura 40 hasta conseguir una estructura que permitiera la utilización de este método para valores de permitividades altas. Como se verá, estos cambios realizados fueron en las dimensiones del montaje y en los materiales utilizados para rellenar la cavidad.

### 3.C. Variaciones realizadas sobre la estructura inicial.

En esta sección se realizarán modificaciones sobre el diseño inicial representado en la figura 40 para tratar de conseguir que el método sea capaz de recuperar permitividades cada vez más elevadas.

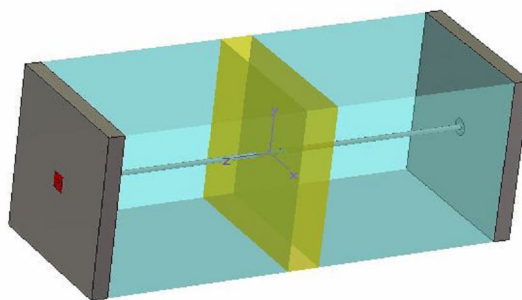
Los parámetros de diseño del esquema de la figura 40 sobre los que se pueden hacer modificaciones son:

- La longitud de la guía
- Las dimensiones de la sección cuadrada (altura y anchura)
- El grosor del disco de muestra
- El material con el que está rellena el resto de la guía

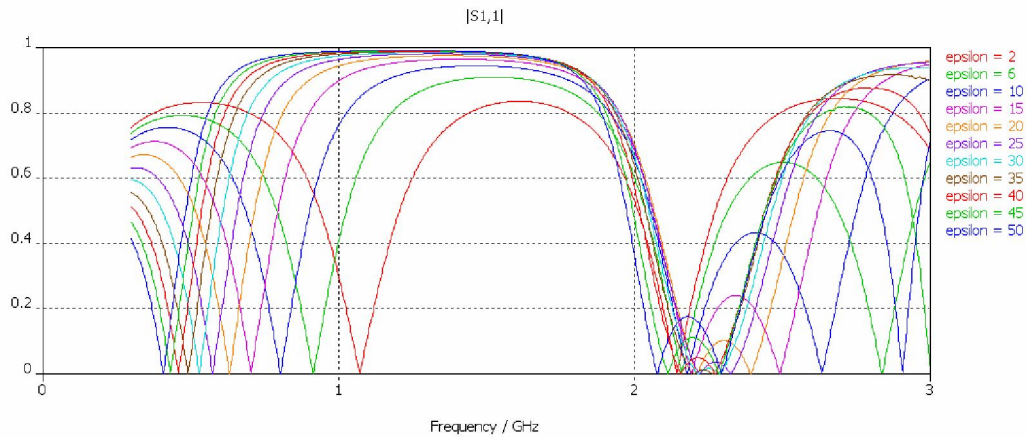
Por tratarse de simulaciones, se han hecho pruebas con cualquier valor posible que puedan tomar los parámetros, sin tener en cuenta las posibles restricciones reales con las que nos pudiésemos encontrar en el laboratorio a la hora de construirlo. El objetivo sería encontrar la estructura ‘ideal’ que mejor se comporte de acuerdo a nuestro propósito y, a partir de ella, definir la estructura ‘real’ que se pueda construir con los materiales de los que se disponga y cuyos parámetros más se aproximen a la simulada.

Para un mejor entendimiento del documento, se explicarán sólo las principales conclusiones extraídas de todas las simulaciones realizadas y sólo se mostrarán aquellos resultados que se han considerado más relevantes para extraer dichas conclusiones.

La primera de las conclusiones es que la guía de onda tiene que tener un tamaño muy pequeño, no más allá de 2 ó 3cm de longitud. Como se ve en las figuras 50 y 51, si se aumentan demasiado las dimensiones del montaje (hasta una longitud de 10cm), las curvas que se obtienen representando  $|S_{11}|$  frente a la frecuencia pierden la variación cuadrática (que es el requisito primordial del método desarrollado).

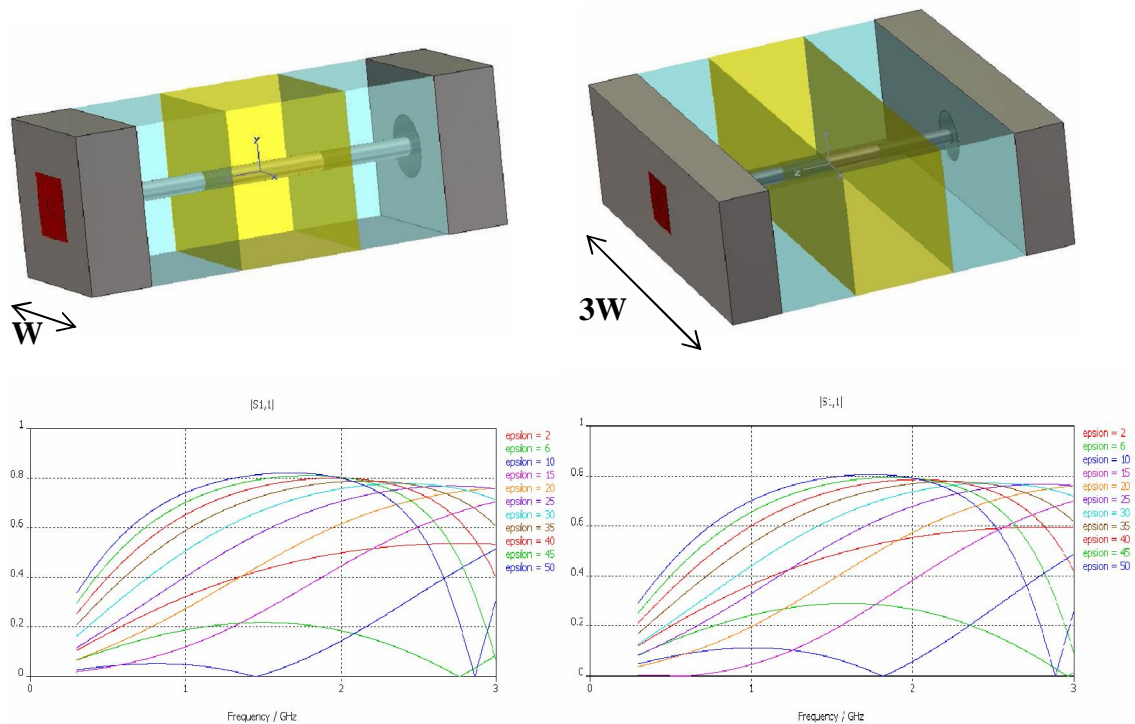


**Figura 50: Montaje para simular con las siguientes dimensiones: anchura=40mm, altura=40mm, longitud=100mm, grosor muestra=8mm, material de relleno con epsilon 2.**



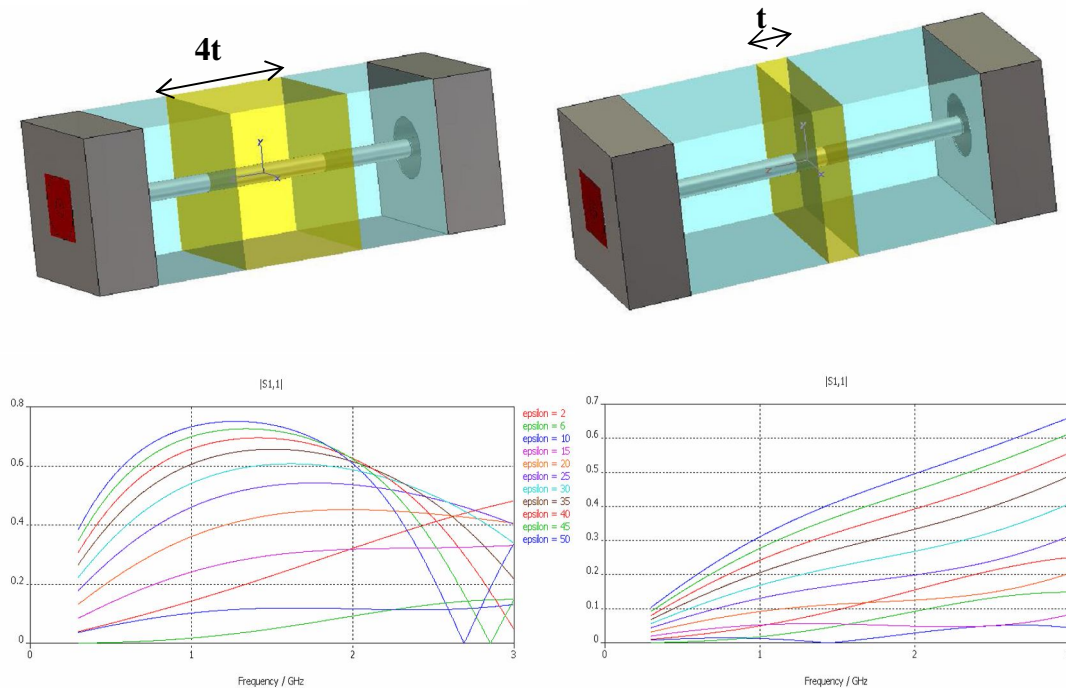
**Figura 51: Variación de  $|S_{11}|$  frente a la frecuencia para permitividades desde 2 hasta 50 para el montaje de la figura 50.**

La segunda conclusión que se puede extraer es que la anchura y la altura que tenga la sección de la guía no son tan determinantes y los resultados apenas varían modificándolas. En la figura 52 se puede ver las curvas obtenidas con 2 montajes idénticos pero siendo uno de ellos tres veces más ancho que el otro.



**Figura 52: Comparación entre dos montajes idénticos, uno de ellos el triple de ancho que el otro.**  
**Montaje de la izquierda: anchura=10mm, altura=10mm, longitud=20mm, grosor muestra=8mm, relleno epsilon 2.**  
**Montaje de la derecha: anchura=30mm, altura=10mm, longitud=20mm, grosor muestra=8mm, relleno epsilon 2.**

Un efecto que se observa en la figura 52 es que las gráficas parecen un poco caóticas y sin variación cuadrática. Esto se debe al grosor del disco de muestra. La figura 53 ilustra mejor cómo afecta este parámetro a los resultados obtenidos.



**Figura 53: Variación de los resultados obtenidos cuando se modifica el grosor del disco de muestra. A la izquierda con un grosor de 8 mm, a la derecha con un grosor de 2 mm, manteniendo el resto de dimensiones iguales en ambos diseños.**

A la vista de las gráficas de la figura 53, se comprueba que se obtienen mejores resultados para un grosor más reducido, aunque una reducción en exceso también producirá un empeoramiento de las prestaciones. El pico que aparece en las curvas para un grosor de 8mm hace que sea imposible trabajar con ellas a partir de 2 GHz. Las curvas asociadas a 2mm, por el contrario, presentan una variación mucho más suave y homogénea en todo el rango de frecuencias definido.

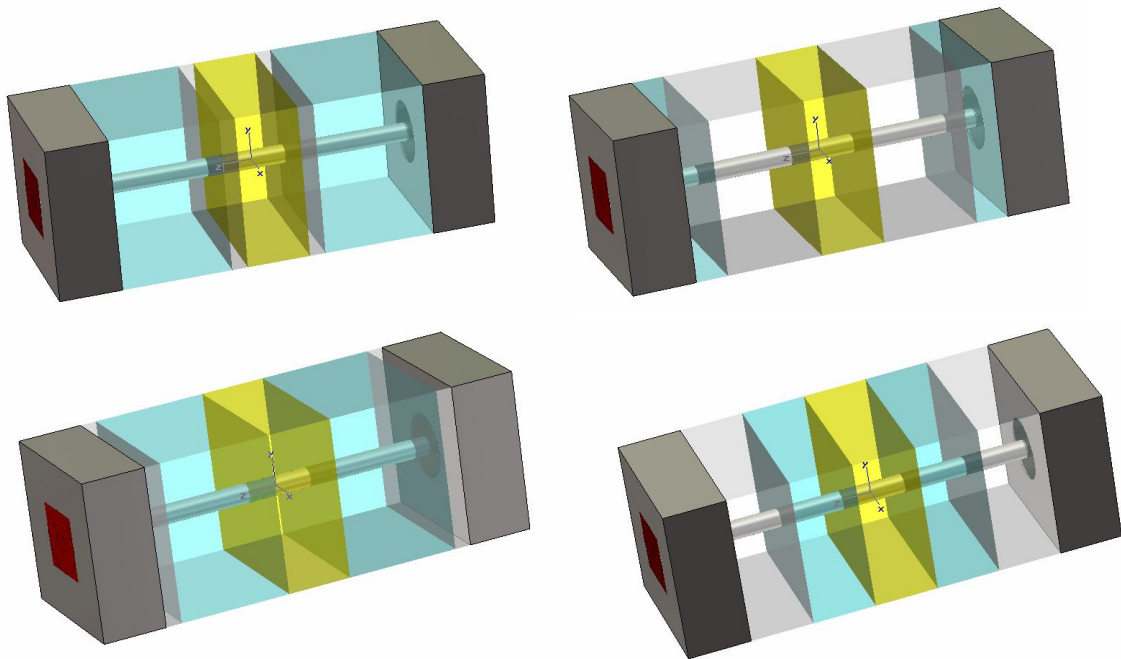
El último de los parámetros sobre el que se puede actuar es el material del que está rellena la guía. Para ajustarnos a la realidad, dado que el diseño que se eligiese tenía que ser implementado físicamente, se restringieron los materiales a simular a los disponibles en el laboratorio, que eran los que se muestran en la Tabla 2.

MATERIAL	$\epsilon_r$ a 10 GHz
DUROID 5880	2.2
25N	3.38
AD450	4.5
TMM4	4.5
FR-4	4.5
AR600	6
CER-10	10
AR1000	10
DUROID 6010LM	10

**Tabla 2: Materiales dieléctricos disponibles en el laboratorio**

Tras simular los valores de la Tabla 1 se observó que al aumentar el valor de la permitividad del material de relleno de la caja, las prestaciones mejoraban, pero sólo hasta cierto límite. Para los tres últimos materiales de la Tabla 1, con permitividad 10, los resultados se degradaban demasiado. Con los materiales disponibles el límite lo marcaba el AR600, ya que fue con el que se consiguió la configuración con la que mejores prestaciones se obtenían.

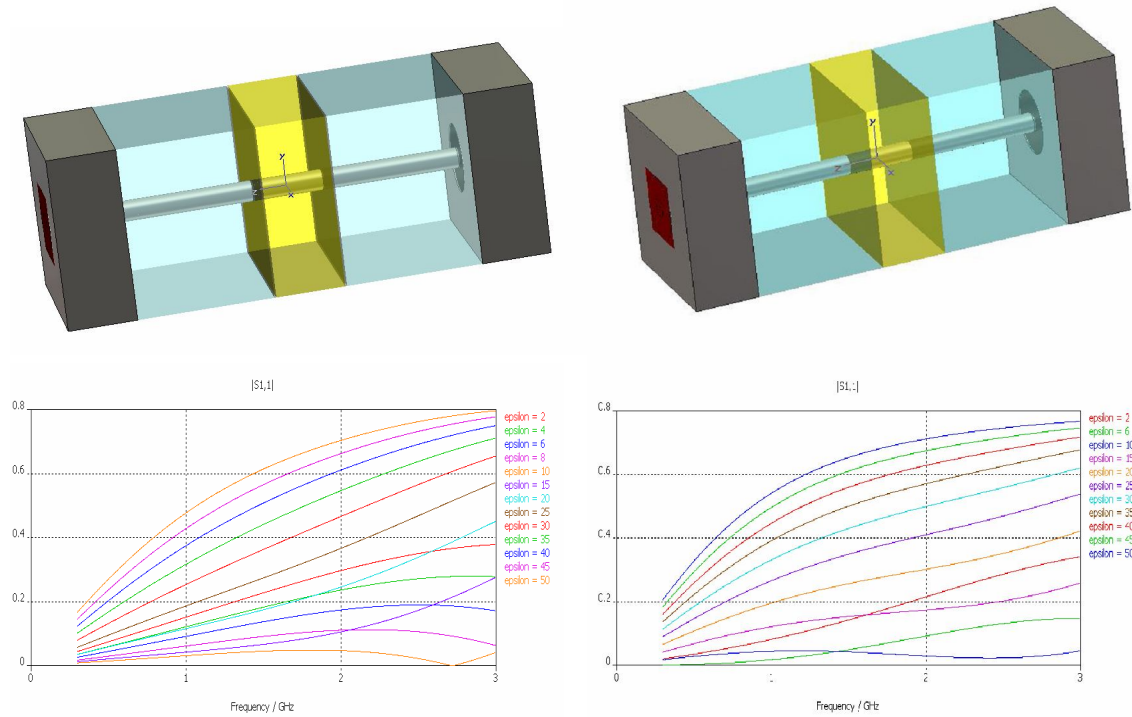
Más allá de estas modificaciones básicas, tal y como se puede ver en [29] se puede hacer uso de gaps de aire en el interior de la estructura para mejorar sus prestaciones (tal y como se muestra en la figura 54). En los resultados presentados en [29] cuando el grosor del gap de aire era 0.1 veces la dimensión de la estructura las prestaciones mejoraban ligeramente frente al caso sin gaps aire. Se procedió a simular el comportamiento de nuestra estructura rectangular para comprobar cómo se veía afectada si se incluían gaps de aire de diferentes grosores y en diferentes posiciones como muestra la figura 54.



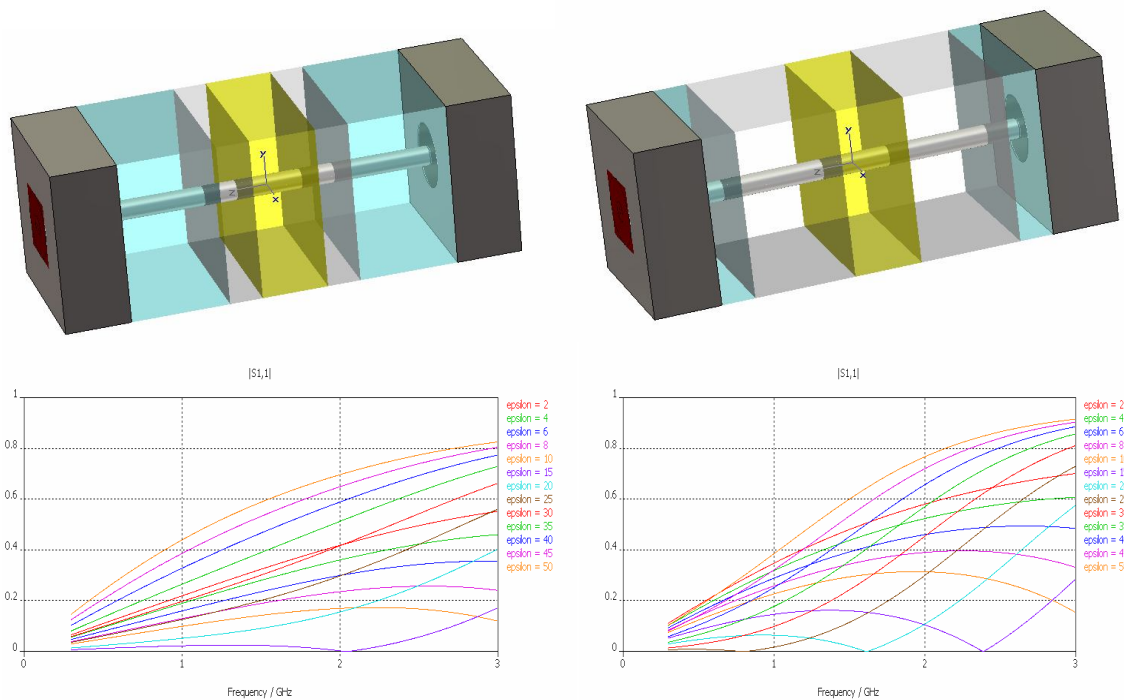
**Figura 54: Diferentes configuraciones del montaje incluyendo gaps de aire (zonas transparentes) en diferentes posiciones.**

Los resultados obtenidos fueron iguales o peores que en el caso de que no hubiera estos gaps de aire. Cuanto menor era el grosor de la capa de aire menos afectados se mostraban los resultados. Esto se puede ver en las figuras 55 y 56, en las que se comparan en primer lugar, la misma estructura sin aire y con una capa de aire de grosor 0.1mm (figura 55) y la misma estructura con dos capas de aire de diferentes grosores (figura 56)





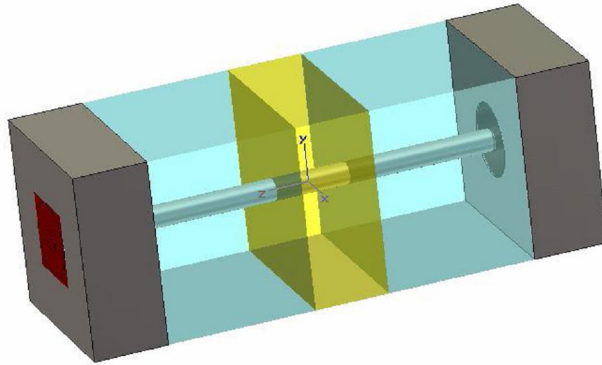
**Figura 55: Comparación entre montaje con gap de aire de grosor 0.1mm (izquierda) y montaje sin gap de aire (derecha).**



**Figura 56: Comparación entre los resultados que se obtienen con diferente grosor del gap de aire. A la izquierda con 2mm y a la derecha con 6mm.**

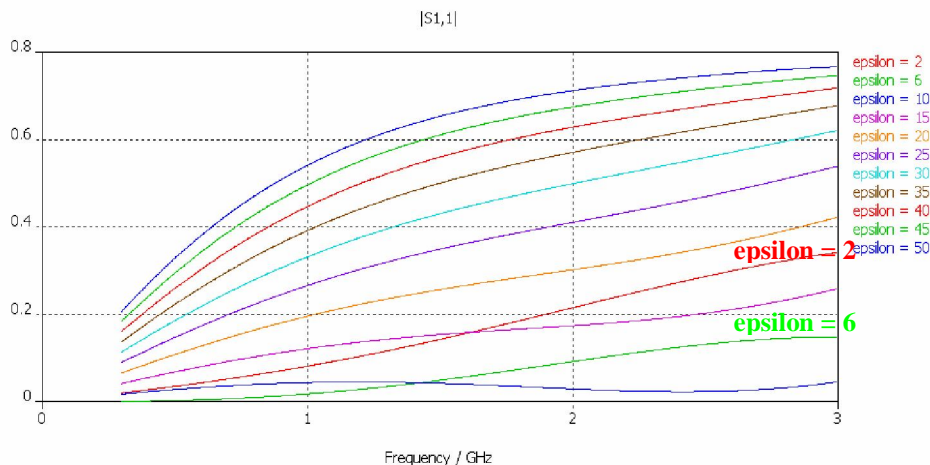
### 3.D. Estructura definitiva: simulación y resultados teóricos

A tenor de los anteriores resultados de simulación, el montaje tenía que tener una longitud entre 20 y 30mm, las dimensiones de la sección podrían ser prácticamente cualquiera que se quisiese, el grosor del disco de muestra pequeño y el material de relleno AR600. Y podrían utilizarse gaps de aire en la estructura sin que eso afectase demasiado a las prestaciones. Tras un estudio basado en simulaciones, el montaje con el que se consiguieron las mejores prestaciones es el que se muestra en la figura 57.



**Figura 57:** Diseño definitivo de la guía de onda, con los siguientes parámetros: longitud=20mm, anchura=altura=10mm, grosor de la muestra=4mm y material de relleno AR600

Con este diseño se obtiene una variación del parámetro  $|S_{11}|$  con la frecuencia para valores de permitividad del disco de muestra desde 2 hasta 50 como muestra la figura 58.

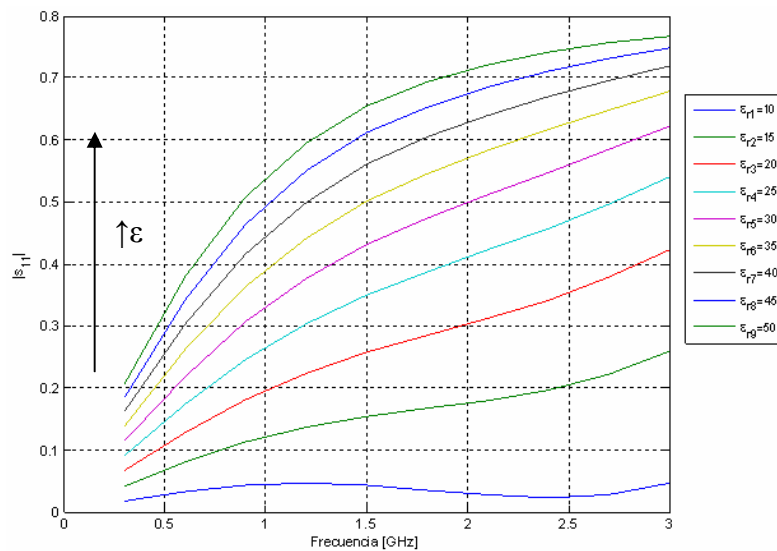


**Figura 58:** Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para valores de permitividad del disco de muestra desde 2 hasta 50.

Sin embargo, tal y como ha aparecido durante todo el desarrollo, existen limitaciones en el proceso de medida. Sobre la figura 58 están marcadas dos curvas que ilustran el problema que origina esta limitación, para  $\epsilon_r = 2$  y para  $\epsilon_r = 6$ . Se observa que para

permitividades pequeñas del disco de muestra, al aumentar el valor de la permitividad, las curvas se acercan cada vez más al eje x, tal y como pasaba en la figura 42. El problema aparece porque a partir de cierto valor ( $\epsilon_r = 10$  en este caso), este comportamiento cambia y las curvas se alejan del eje x a medida que crece el valor de la permitividad. Esta diferencia de comportamiento entre las curvas que se obtienen para valores mayores de  $\epsilon_r = 10$  y las curvas que se obtienen de valores menores de  $\epsilon_r = 10$  implica que no se puedan usar unas para aproximar las otras, ya que los coeficientes que devuelve la aproximación cuadrática del método para un juego de curvas no son extrapolables para el otro. Por lo tanto, no se pueden utilizar valores pequeños de permitividad para aproximar el valor de permitividades grandes, por un lado se podrán aproximar permitividades hasta  $\epsilon_r = 10$  con permitividades pequeñas y por otro, si se quieren aproximar permitividades más elevadas, es necesario usar como referencia valores de  $\epsilon$  por encima de 10.

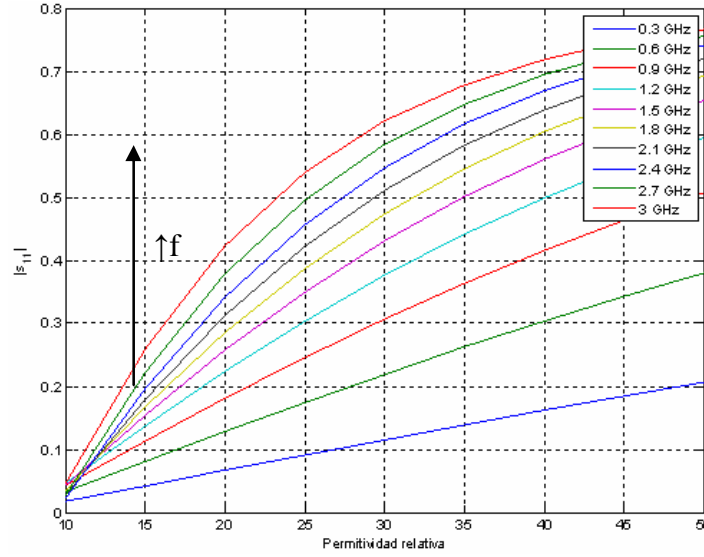
Partiendo de la base de que se disponen de materiales suficientes, se pueden eliminar de la figura 58 las curvas de  $\epsilon_r = 2$  y  $\epsilon_r = 6$ , para trabajar con las restantes y comprobar el funcionamiento del método. La figura 59 muestra el juego de curvas restante (pasando los datos a MATLAB para poder trabajar con ellos), para permitividades de referencia desde  $\epsilon_r = 10$  hasta  $\epsilon_r = 50$ , variando de 5 en 5.



**Figura 59: Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para permitividades de referencia desde  $\epsilon=10$  hasta  $\epsilon=50$**

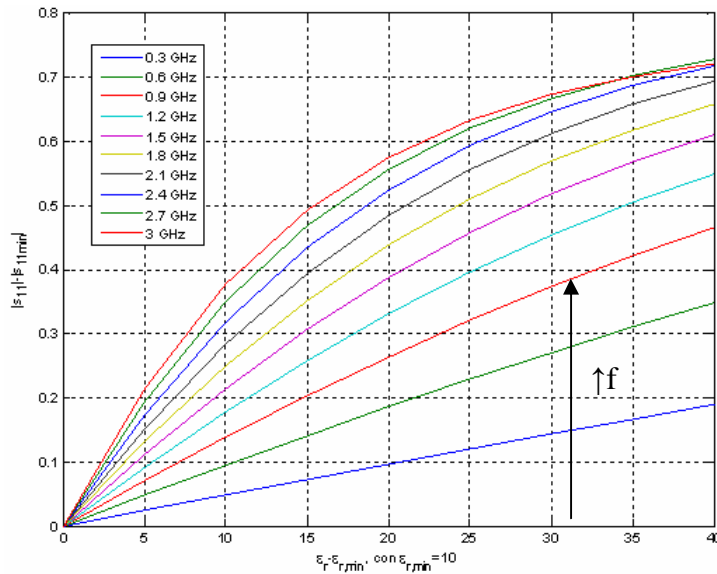
A la vista de las curvas de la figura 59 aparece otro posible problema, y es que las curvas no tienen variación cuadrática. Este efecto es más notorio en las curvas de permitividades bajas, desde  $\epsilon_r = 10$  hasta  $\epsilon_r = 30$ . A pesar de este aparente impedimento, se consiguió realizar la aproximación situando en el eje x la permitividad y pintando las curvas para diferentes valores de frecuencia, obteniendo así la figura 60.





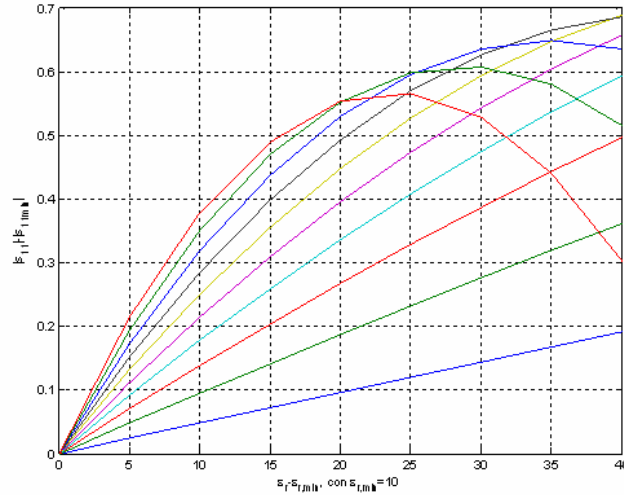
**Figura 60: Variación de  $|S_{11}|$  con la permitividad para diferentes valores de frecuencia.**

Al realizar este cambio de ejes, se comprueba que las curvas tienen variación cuadrática en este punto, por lo que el método sigue siendo válido. El siguiente paso, como se explicó en la sección 2.C de este documento consiste en identificar el mínimo valor de permitividad (en este caso  $\epsilon_{r\min} = \epsilon_1 = 10$ ) y restar a todas las curvas su valor de  $|S_{11}|$  asociado ( $|S_{11\min}|$ ) para poder representar las curvas de  $(|S_{11}| - |S_{11\min}|)$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{r\min})$  obteniendo así la figura 61.



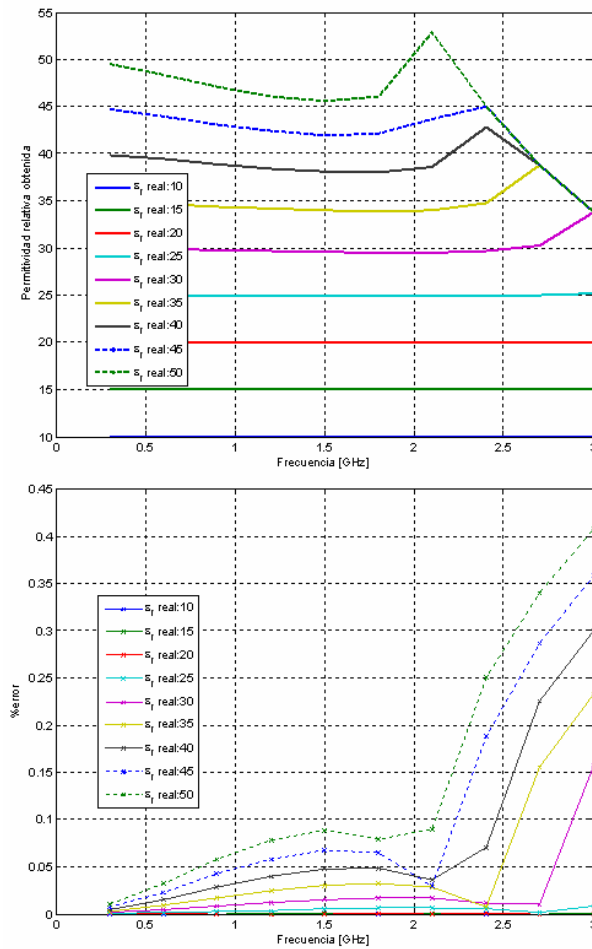
**Figura 61: Variación de  $(|S_{11}| - |S_{11\min}|)$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{r\min})$  para diferentes valores de la frecuencia**

Utilizando como valores de referencia  $\epsilon_{\text{ref}1} = 10$ ,  $\epsilon_{\text{ref}2} = 15$  y  $\epsilon_{\text{ref}3} = 20$  (que corresponden con valores de  $(\epsilon_r - \epsilon_{r\min}) = 0, 5$  y  $10$ ), se obtienen los coeficientes de la aproximación cuadrática y se pueden reconstruir las curvas, obteniendo así la gráfica de la figura 62.



**Figura 62:** Variación de  $(|S_{11}| - |S_{11min}|)$  frente a  $(\epsilon_r - \epsilon_{rmin})$  aproximada con los coeficientes de la interpolación cuadrática obtenidos a partir de las curvas para  $\epsilon_r = 10, 15$  y  $20$

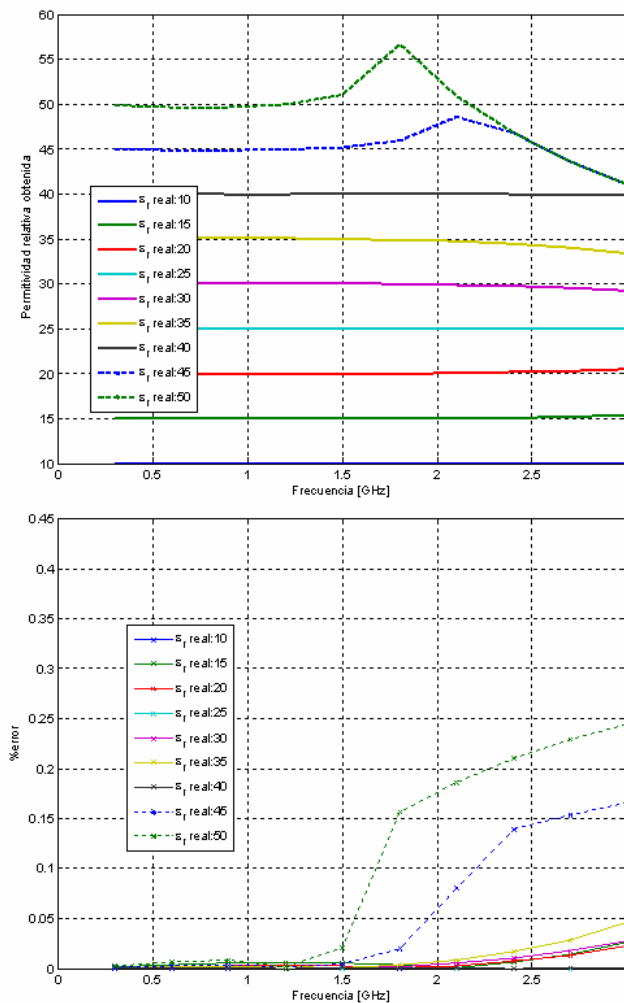
Si se usan los coeficientes obtenidos para calcular los valores de permitividad desconocidos, los resultados que se obtienen, junto con el error relativo asociado, son los que se ilustran en la figura 63.



**Figura 63:** Variación de la permitividad relativa obtenida con la frecuencia y error relativo asociado usando como referencias  $\epsilon_{ref1} = 10$ ,  $\epsilon_{ref2} = 15$  y  $\epsilon_{ref3} = 20$ .

Como se observa, hasta 2 GHz se tienen unos resultados excelentes con errores por debajo del 5% para las permitividades hasta  $\epsilon_r = 40$ . Para valores superiores de  $\epsilon_r$  las prestaciones se degradan. Esto se produce por el hecho de usar los datos de las tres permitividades más pequeñas para aproximar todas las demás. Así mismo, el método pierde precisión a medida que aumenta la frecuencia, ya que las curvas de  $|S_{11}|$  empezaban a perder su variación cuadrática a medida que la frecuencia se incrementa.

Para comprobar cómo afecta a los resultados el hecho de utilizar como referencias permitividades de valores bajos, alejados de las permitividades a aproximar, en la figura 64 se muestra el efecto que tiene en los resultados usar permitividades de referencia de valor más elevado (más concretamente  $\epsilon_{ref1} = 10$ ,  $\epsilon_{ref2} = 25$  y  $\epsilon_{ref3} = 40$ )



**Figura 64: Variación de la permitividad relativa obtenida con la frecuencia y error relativo asociado usando como referencias  $\epsilon_{ref1} = 10$ ,  $\epsilon_{ref2} = 25$  y  $\epsilon_{ref3} = 40$ .**

Comparando con los resultados de la figura 63, se comprueba que la recuperación de los valores de permitividad es mucho mejor y que el error relativo se ve reducido enormemente por el hecho de usar permitividades de referencia de mayor valor.

Como se ve, los resultados de las simulaciones son suficientemente buenos en el rango de frecuencias necesario (de 300 MHz a 3 GHz). En el siguiente capítulo se compararán estos resultados de las simulaciones con los obtenidos en el laboratorio con el montaje real.

### **3.E. Conclusiones**

Con las simulaciones realizadas en este capítulo hemos sido capaces de encontrar la estructura que mejor se adapta a los requisitos del diseño. El proceso ha requerido un extenso trabajo de simulación en el que se ha estudiado el efecto de los diferentes parámetros de la estructura inicial, tales como longitud, altura, anchura, grosor del disco de muestra y material de relleno, hasta obtener dicha estructura final.

El resultado ha sido un diseño capaz de estimar valores de permitividad hasta 50 en la banda de frecuencias de 0.3 GHz a 2 GHz con un error inferior al 5%.

El diseño final presenta dos inconvenientes principales para su montaje y obtención de resultados en el laboratorio. El primero de ellos son las pequeñas dimensiones del mismo, que hacen que su construcción sea más complicada, como se verá en el siguiente capítulo. El segundo es la necesidad de disponer de materiales con valores de la permitividad elevados para poder usarlos como referencia, ya que el método ha demostrado funcionar con permitividades de referencia superiores a 10 y cuanto más elevadas mejor. Este segundo punto supone una gran limitación para probar su funcionamiento, ya que en el laboratorio de la Universidad Carlos III el material de mayor permitividad disponible es el AR1000 ( $\epsilon_r = 10$ ).

El siguiente capítulo muestra los resultados obtenidos en el laboratorio y cómo se han visto afectados por estas limitaciones.

## CAPÍTULO 4

### RESULTADOS EXPERIMENTALES.

En este capítulo se van a presentar los resultados experimentales obtenidos de ciertos prototipos y se procederá a compararlos con las simulaciones obtenidas en el capítulo anterior.

#### 4.A. Diseños implementados

Para validar los resultados obtenidos en simulación se han fabricado dos prototipos, que son los que se muestran en las figuras 65 y 66.

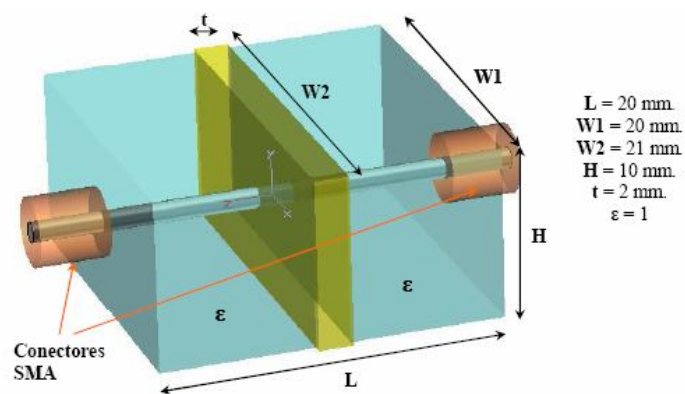
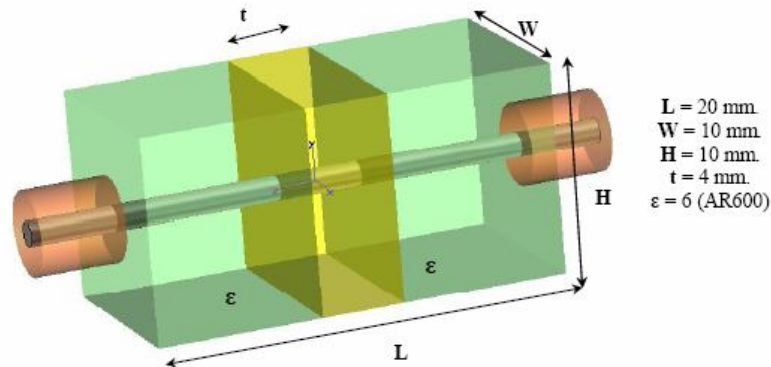


Figura 65: Primer diseño: permitividades inferiores a 22.



**Figura 66: Segundo de los diseños fabricados.**

El diseño de la figura 65 se corresponde con los resultados teóricos presentados en el apartado 3.B. Este diseño es capaz de realizar medidas con un error muy pequeño (en torno al 1%) de materiales con permitividades de valor hasta 22-24; a partir de esos valores, las prestaciones del método se degradan rápidamente en la banda alta de frecuencias. El objetivo de este diseño es verificar experimentalmente si el método funciona, ya que se pueden usar materiales disponibles en el laboratorio, con permitividades bajas, como referencia para la medida. Los resultados que se presentaron en las figuras 47 y 48 del apartado 3.B se obtenían usando como referencias permitividades de valores 1, 5 y 9; sin embargo, para las medidas reales en el laboratorio, los materiales a usar son:

- **DUROID5880**, de permitividad **2.2**
- **AD450**, de permitividad **4.5**
- **AR600**, de permitividad **6**
- **AR1000**, de permitividad **10**

El objetivo inicial de la prueba es fabricar la estructura y cuatro discos de muestra, uno por cada uno de los materiales anteriores que pudieran intercambiarse. Se usarían como materiales de referencia el DUROID5880, el AD450 y el AR600 y como material a medir el AR1000. El procedimiento es el que ya se ha explicado en el apartado 2.C: se mide el parámetro  $|S_{11}|$  para los tres materiales de referencia en el rango de frecuencias de 300 MHz a 3 GHz, con el juego de curvas que se obtiene se calculan los parámetros de la aproximación cuadrática, se mide el parámetro  $|S_{11}|$  colocando el disco de material a medir y con la curva que se obtenga y los coeficientes calculados se puede inferir el valor de permitividad del material. Todo esto se realiza usando un programa desarrollado en MATLAB (Anexo I) que muestra una interfaz desde la que se indica cuáles son los ficheros que contienen las medidas realizadas con el analizador de redes para los discos de referencia y cuál es el fichero con las medidas del disco a medir. El programa trabaja con esos ficheros y devuelve como resultado una gráfica con el valor de la permitividad desconocida en el rango de frecuencias deseado.

El diseño de la figura 66 corresponde con el presentado en el apartado 3.D y es el diseño que podría usarse para medir materiales de permitividad elevada. El problema que tiene, como ya se vio, es que precisa de materiales que no estaban disponibles en el laboratorio en el momento de realizar el proyecto. Aún así, se ha construido para observar la forma de las curvas de  $|S_{11}|$  frente a la frecuencia y comprobar así si se corresponden con lo esperado teóricamente. Para ello, se hará uso de sólo dos materiales (AD450, de permitividad 4.5 y AR600, de permitividad 6) que ya habían sido utilizados en el anterior diseño como materiales de referencia.

#### 4.B. Resultados de las medidas

La figura 67 muestra el aspecto de los prototipos correspondientes a los diseños de las figuras 65 y 66 una vez fabricados. Debido a las dificultades en la fabricación, se decidió hacer un solo montaje e ir sustituyendo los discos internos para cada uno de los diseños.



Figura 67: Prototipo de los diseños de las figuras 65 (derecha) y 66 (izquierda).

La figura 68 muestra el aspecto que tienen las curvas de  $|S_{11}|$  frente a la frecuencia medidas para el diseño de la figura 65 tal y como se obtienen del analizador de redes.

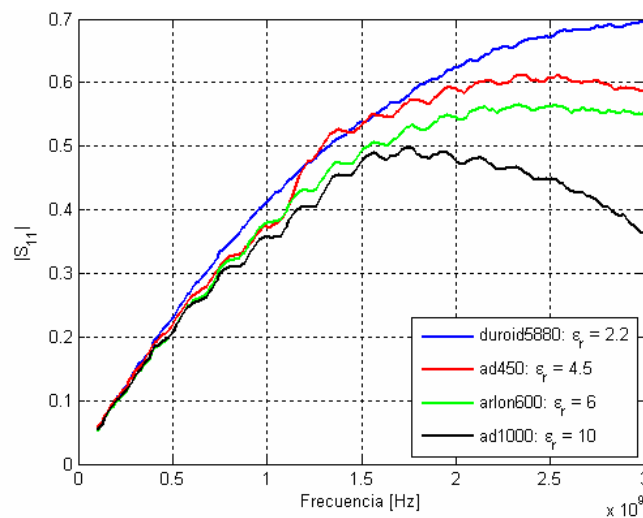
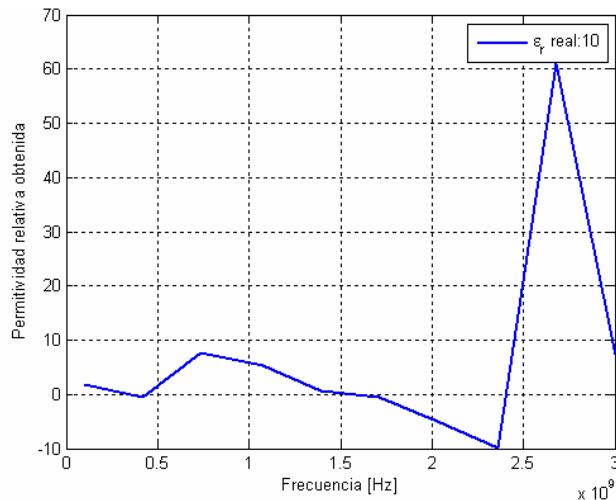


Figura 68: Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para los cuatro materiales medidos.

Si se comparan estas curvas con las correspondientes de la figura 42, se comprueba que el comportamiento de las mismas es similar, pero en las medidas en el laboratorio aparece una distorsión importante en las curvas que afectará al funcionamiento del método.

Si se aplica el método usando como materiales de referencia el Duroid5880, el AD450 y el Arlon600 y el AD1000 como material desconocido a medir, los resultados que se obtienen son los mostrados en la figura 69.



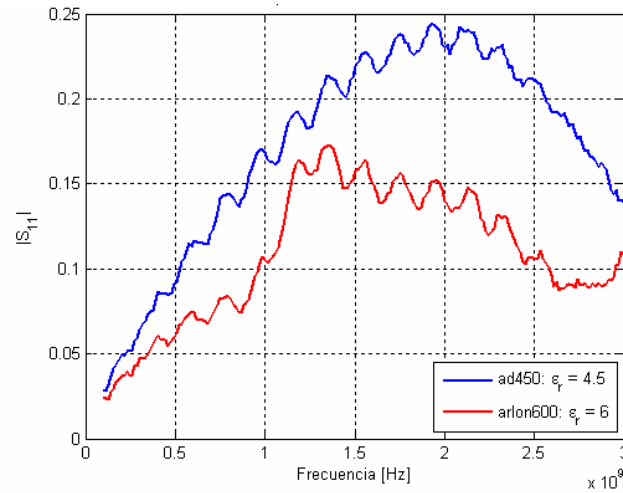
**Figura 69: Variación con la frecuencia de la permitividad obtenida por el método.**

Como era de esperar, tras haber visto los resultados de la figura 68, el método no funciona correctamente. Hasta 2 GHz se comporta ligeramente mejor que entre 2 y 3 GHz, pero el funcionamiento es malo. Esto es debido a las limitaciones del laboratorio de la Universidad Carlos III a la hora de construir el montaje y a las pequeñas dimensiones del mismo. Estos motivos han provocado que el prototipo construido no cumpliera al 100% con las especificaciones del diseño.

Por otra parte, esto también demuestra que el método desarrollado necesita que las curvas del parámetro  $|S_{11}|$  presenten una variación cuadrática casi perfecta. Si todas las curvas que se hubieran obtenido en la figura 68 hubieran sido como la correspondiente al Duroid5880 (que es la que menos distorsión presenta), seguramente los resultados hubieran mejorado considerablemente.

A la vez que las medidas anteriores, también se realizaron las medidas para el diseño de la figura 66, pero sólo usando como materiales el AD450 y el Arlon600. Los resultados obtenidos son los que muestra la figura 70.





**Figura 70: Variación de  $|S_{11}|$  con la frecuencia para los dos materiales medidos.**

Este diseño, al tener unas dimensiones aún más pequeñas que el de la figura 65, ve más afectados sus resultados. Las curvas que se observan en la figura 70 serían inservibles para usarlas con el método desarrollado. Aparte de eso, la medida que se conseguía no era estable y cualquier mínimo movimiento del prototipo afectaba a la misma.

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO.

En este proyecto se ha detallado el proceso para el desarrollo de un medidor de permitividades de materiales dieléctricos para poder ser usado a la hora de caracterizar materiales. Más concretamente, el objetivo era usarlo para medir los geles que emulan las propiedades del tejido humano que se están utilizando para la caracterización de antenas antena implantables bajo la piel humana que llevan a cabo una monitorización continua de los niveles de glucosa en pacientes diabéticos.

El desarrollo del mismo ha abarcado las fases de diseño teórico, simulación mediante software, construcción de dos prototipos en el laboratorio de la Universidad Carlos III y obtención de resultados experimentales.

#### 5.A. Principales conclusiones

Tras el estudio de diferentes métodos existentes en la literatura, se ha elegido emplear un método basado en una aproximación cuadrática con elementos de referencia. El método elegido ha sido estudiado paramétricamente. El proceso de diseño seguido ha incluido numerosas simulaciones, necesarias para concluir cómo se veía afectado el método al modificarse los parámetros de la estructura. Con estas simulaciones, se concluyó que la sección de la guía de onda no modificaba los resultados de una manera apreciable, por tanto, variaciones en la anchura y/o la altura del mismo no serían relevantes. La longitud de la guía sí que demostró ser un parámetro crítico y limitante. El método desarrollado no funcionaba si la guía era mayor que 2-3cm, a partir de esa longitud las curvas del parámetro  $|S_{11}|$  perdían la variación cuadrática necesaria para el

correcto funcionamiento del método. Los otros dos parámetros que modificaban considerablemente los resultados eran el grosor del disco de muestra y el material de relleno de la caja. Cuanto más fino era el disco de muestra, mejores eran los resultados, pero hasta cierto límite.

Finalmente, se han obtenido dos prototipos que proporcionaban en simulaciones unos resultados excelentes. El primero de ellos era capaz de obtener los valores de permitividad con un error inferior al 1% hasta 2.7 GHz, pero no se adecuaba a las necesidades establecidas, puesto que sólo funcionaba en la banda de 0.3 GHz a 3 GHz para materiales con permitividad de valor menor a 24, puesto que para valores mayores se degradaban sus prestaciones. No obstante, este prototipo serviría para validar las simulaciones en el laboratorio, puesto que los materiales disponibles, tienen todos permitividades menores de 10. El segundo de los prototipos se adecuaba a las necesidades establecidas (medida de constantes dieléctricas entre 30 y 50), y es capaz de obtener permitividades de hasta un valor de 50 con un error en torno al 5% hasta 2 GHz.

Otra de las conclusiones obtenidas para este método fue que los resultados eran mejores cuanto más próximas fueran las permitividades usadas de referencia a la permitividad del material a medir. Para el objetivo del proyecto, que es conseguir medir la permitividad de los geles con mismas propiedades de la piel humana, lo deseable sería tener materiales de referencia cuyas permitividades estén comprendidas entre 30 y 50. Si se consiguen tres materiales que cumplan esto último, los resultados del segundo prototipo serían adecuados.

Sin embargo, a la hora de contrastar estos resultados con los obtenidos en el laboratorio han aparecido ciertas limitaciones. La primera limitación ha sido en cuanto a las dimensiones del montaje con las que se conseguían las mejores prestaciones teóricas, que resultaron demasiado pequeñas para las tolerancias de fabricación del laboratorio de la Universidad Carlos III. Esto motivó que los diseños construidos no se adecuaran exactamente a las dimensiones necesarias y esas pequeñas variaciones han degradado los resultados obtenidos.

Por otra parte, el método desarrollado se ha demostrado ser muy sensible a variaciones en la forma de las curvas del parámetro  $|S_{11}|$  de manera que pequeñas variaciones debidas a la fabricación producen una degeneración total de los resultados obtenidos. Sin embargo, a tenor de la forma de las curvas obtenidas en medida, permite aceptar la idea de que con una mejor resolución en el proceso de fabricación, este método de medida pueda obtener satisfactorios resultados.

## **5.B. Líneas futuras de trabajo**

De aquí en adelante, el trabajo a desarrollar debe ir orientado a una mejora de la resolución y la calidad de fabricación de los prototipos, haciendo que sean totalmente fieles a los diseños realizados en el simulador. Si se consiguiera construir un prototipo que cumpliera al 100% con las especificaciones de dimensiones y materiales de las figuras 65 y 66, a la vista de los resultados de las simulaciones y la forma de las curvas de las medidas, se podría tener un medidor de permitividades plenamente funcional y con errores de medida pequeños (entre el 5% y el 10%).

Otra posible línea de trabajo, sería intentar realizar modificaciones sobre el método desarrollado para tratar de obtener un diseño que proporcione prestaciones similares con unas dimensiones mayores, de manera que fueran más fácilmente construibles.

Por último, quedaría comprobar experimentalmente cómo se comporta el método del apartado 2.B, que no se ha desarrollado en profundidad. En este proyecto, este método se descartó porque sus prestaciones eran peores en comparación con el que se ha desarrollado finalmente. Sin embargo, se podría investigar cómo cambian sus prestaciones haciendo la estructura rectangular y reduciendo el rango de frecuencias entre 0.3 y 3 GHz, así como sus posibles tolerancias en cuanto a los efectos de fabricación.

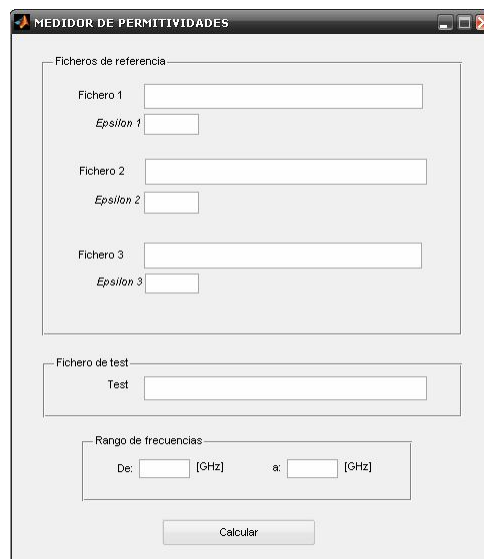
## ANEXO I

# INTERFAZ GRÁFICO DE LA APLICACIÓN DE MATLAB PARA EL CÁLCULO DE LA CONSTANTE DIELECTRICA

En este anexo del proyecto se presenta la aplicación que se ha desarrollado en Matlab para procesar los datos extraídos de un analizador de redes y mostrar la constante dieléctrica estimada. Para ello, se mostrará la interfaz gráfica de la aplicación y el funcionamiento de la misma.

### Aspecto y funcionamiento de la aplicación

Una vez ejecutada la aplicación en Matlab, el interfaz de usuario es el que se ilustra en la figura 71.



The screenshot shows a MATLAB GUI window titled 'MEDIDOR DE PERMITIVIDADES'. The interface is organized into several sections:

- Ficheros de referencia:** This section contains three rows of input fields. Each row has a label 'Fichero' followed by a text box, and below it, the label 'Epsilon' followed by a smaller text box. The rows are labeled 'Fichero 1', 'Fichero 2', and 'Fichero 3'.
- Fichero de test:** This section contains a single input field labeled 'Test'.
- Rango de frecuencias:** This section contains two input fields labeled 'De:' and 'a:', both followed by '[GHz]'.
- Calcular:** A button labeled 'Calcular' is located at the bottom center of the window.

Figura 71: Aspecto de la aplicación que realiza el cálculo de la permitividad

La ventana está dividida en tres zonas: la zona de las permitividades de referencia, la zona de la permitividad desconocida y la zona de la selección del rango de frecuencias en el que se quiere visualizar el resultado.

El funcionamiento es el que se explica a continuación. En la zona denominada *Ficheros de referencia* hay que incluir, para cada uno de los tres materiales de referencia, el fichero donde estén guardadas las medidas del parámetro  $|S_{11}|$  obtenidas con el analizador de redes; así como el valor de la permitividad de dichos materiales de referencia. En los campos denominados *Fichero i* (donde *i* varía de 1 a 3), se incluye la ruta completa en la que se encuentra el fichero para el material *i*. En el caso de que el fichero se encuentre en la misma ruta que los archivos MATLAB de la aplicación, no es necesario poner la ruta, simplemente el nombre del fichero. En los campos llamados *Epsilon i* hay que colocar el valor de la permitividad del material *i*. Esto se hace para los tres materiales de referencia.

El fichero con los datos de la medida realizada con el material a medir se introduce en la zona denominada *Fichero de test*, de la misma manera que con los ficheros de referencia.

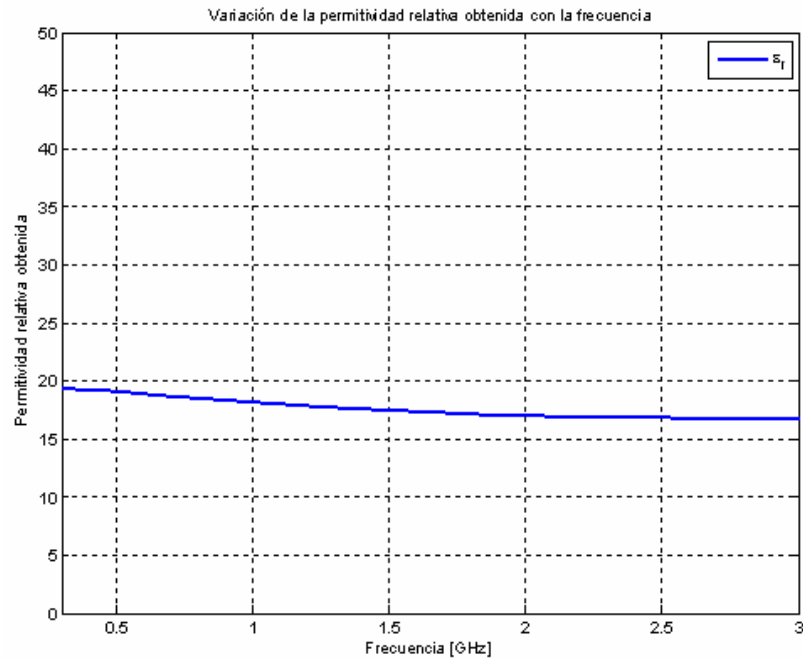
Es importante señalar que el programa está preparado para trabajar con los ficheros que se obtienen directamente del analizador de redes del laboratorio. Otro punto a tener en cuenta es que los datos de  $|S_{11}|$  deben haber sido medidos en dB y fase, puesto que el software sólo está preparado para esta situación.

Por último, en el *Rango de frecuencias* se incluyen los valores en GHz de frecuencia inicial y final entre los que se quiere visualizar el resultado obtenido. Un posible aspecto del programa con todos los datos rellenos se muestra en la figura 72.

Figure 72 shows the 'MEDIDOR DE PERMITIVIDADES' software interface. The window is titled 'MEDIDOR DE PERMITIVIDADES'. It contains three main sections: 'Ficheros de referencia', 'Fichero de test', and 'Rango de frecuencias'. Under 'Ficheros de referencia', there are three rows for 'Fichero 1', 'Fichero 2', and 'Fichero 3', each with a text input field and an 'Epsilon' input field. Under 'Fichero de test', there is a 'Test' input field. Under 'Rango de frecuencias', there are 'De' and 'a' input fields followed by '[GHz]'. A 'Calcular' button is at the bottom.

Figura 72: Ejemplo de interfaz rellena con datos arbitrarios.

Una vez que se tienen rellenos todos los datos, se pulsa el botón ‘Calcular’ y la aplicación toma los datos de los ficheros para seguir el procedimiento explicado en el apartado 2.C y devolver como resultado una gráfica que muestra la variación de la permitividad del material a medir en el rango de frecuencias seleccionado. El aspecto de esta gráfica se muestra en la figura 73.



**Figura 73: Resultado que devuelve la aplicación.**

## BIBLIOGRAFÍA.

- [1] Malcolm Ng Mou Kehn, “*Survey on Existing Measurement Techniques for Characterization of Dielectric Material Properties*”, Documento interno del Department of Electrical and Computer Engineering University of Manitoba, MB R3T 5V6, Canadá
- [2] Malcolm Ng, Lot Shafai and Sima Noghianian, “*Numerical study on a measurement technique for dielectric characterization of XLPE insulation of high voltage power cables*”, Documento interno del Department of Electrical and Computer Engineering, University of Manitoba, MB R3T 5V6, Canadá.
- [3] T. Karacolak, A. Hood, and E. Topsakal, “*Design of a Dual-Band Implantable Antenna and Development of Skin Mimicking Gels for Continuous Glucose Monitoring*,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, pp. 1001-1008, Abril 2008.
- [4] T. Karacolak, R. Cooper, and E. Topsakal, “*Electrical Properties of Rat Skin and Design of Implantable Antennas for Medical Wireless Telemetry*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, pp. 2806–2812, Septiembre 2009.
- [5] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, “*The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz*,” Phys. Med. Biol., vol. 41, pp. 2251–2269, 1996.
- [6] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, “*The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues*,” Phys. Med. Biol., vol. 41, pp. 2271–2293, 1996.
- [7] C. Sánchez-Fernández, O. Quevedo-Teruel, J. Requena-Carrión, L. Inclán-Sánchez, E. Rajo-Iglesias “*Dual-Band Microstrip Patch Antenna Based on Short-Circuited Ring and Spiral Resonators for Implantable Medical Devices*”, aceptado para publicación en IET Microwaves, Antennas & Propagation.



- [8] O. Quevedo Teruel, J. Requena Carrión, E. Rajo Iglesias, and L. Inclán Sánchez, *Antena Microstrip Compacta Multifrecuencia*. Patente solicitada por: Universidad Carlos III de Madrid and Universidad Rey Juan Carlos. P200901663, 2009.
- [9] W. B. Weir, “*Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies*”, *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33-36, Enero. 1974.
- [10] W. Barry, “*A broadband, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability*”, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT 34, no. 1, pp. 80-84, Enero. 1986.
- [11] J. Abdulnour, C. Akyel, and K. Wu, “*A generic approach for permittivity measurement of dielectric materials using a discontinuity in a rectangular waveguide or a microstrip line*”, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-43, no. 5, pp. 1060-1066, Mayo 1995.
- [12] M. D. Janezic, and J. A. Jargon, “*Complex permittivity determination from propagation constant measurements*”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 76-78, Febrero. 1999.
- [13] J. P. Grant, R. N. Clarke, G. T. Symm, and N. M. Spyrou, “*A critical study of the openended coaxial line sensor technique for RF and microwave complex permittivity measurements*”, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, vol. 22, pp. 757-770, 1989.
- [14] M. A. Stuchly et al, “*Equivalent circuit of an open-ended coaxial line in a lossy dielectric,*” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-31, pp. 116-119, 1982.
- [15] Y. M. Choi, “*Novel method of measuring dielectric properties at 100GHz using a grooveguide resonator*”, *IEE Proceedings*, technical memo, vol. 135, pt. H, no. 2, pp. 138-140, Abril. 1988.
- [16] K. Z. Rajab, K. F. Fuh, R. Mittra, M. Lanagan, “*Dielectric property measurement using a resonant nonradiative dielectric waveguide structure*”, *IEEE Microw. Wireless Comp. Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 104-106, Feb. 2005.
- [17] Y. Kobayashi, and M. Katoh, “*Microwave measurement of dielectric properties of low-loss materials by the dielectric rod resonator method*”, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-33, no. 7, pp. 586-592, Julio. 1985.
- [18] P. Parchomchuk, W. W. Wallender, and R. J. King, “*Direct solution for dielectric properties of a lossy two-layered material*”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 27, no. 3, pp. 310-315, Mayo 1989.
- [19] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, “*Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies*”, *IEEE Trans. Intrum. Meas.*, vol. IM-39, no. 2, pp. 387-394, Abril. 1990.
- [20] M. C. Decréton, M. S. Ramachandraiah, “*Nondestructive measurement of complex permittivity for dielectric slabs*”, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-23, pp. 1077-1080, Diciembre. 1975.

- [21] S. I. Ganchev, N. Qaddoumi, S. Bakhtiari, R. Zoughi, “*Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors*”, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-44, no. 6, pp. 1023-1029, Diciembre. 1995.
- [22] T. Chiu, “*Dielectric constant measurement technique for a dielectric strip using a rectangular waveguide*”, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-52, no. 5, pp. 1501-1508, Octubre. 2003.
- [23] M. E. R. Perez, A. A. Ortiz, J. M. Cabrera, and A. D. Morcillo, “*Combined use of genetic algorithms and gradient descent optimization methods for accurate inverse permittivity measurement*”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-54, no. 2, pp. 615-624, Febrero. 2006.
- [24] M. Santra, and K. U. Limaye, “*Estimation of complex permittivity of arbitrary shape and size dielectric samples using cavity measurement techniques at microwave frequencies*”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-53, no. 2, pp. 718-722, Febrero. 2005.
- [25] M. D. Desphande, C. J. Reddy, P. I. Tiemsin, and R. Cravey, “*A new approach to estimate complex permittivity of dielectric materials at microwave frequencies using waveguide measurements*”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-45, no. 3, pp. 359-366, Marzo. 1997.
- [26] R. Cocciolo, G. Pelosi, and S. Selleri, “*Characterization of dielectric materials with the finite element method*”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-47, no. 7, pp. 1106- 1112, Julio. 1999.
- [27] W. E. Courtney, “*Analysis and evaluation of a method of measuring the complex permittivity and permeability of microwave insulators*”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-18, no. 8, pp. 476-485, Agosto. 1970.
- [28] J. M. Anderson, C. L. Sibbald, and S. S. Stuchly, “*Dielectric measurements using a rational function model*”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-42, no. 2, pp. 199-204, Febrero. 1994.
- [29] M. Ng Mou Kehn, L. Shafai and S. Noghianian, “*Permittivity measurement of disk and annular dielectric samples using coaxial transmission-line fixtures – Part II: Experimentation and accuracy analyses*” Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, no 34 (1), pp. 31-41, Marzo 2009.